

VISIT...

LANZAROTE
Caliente.COM

Е. Н. ЗИМИН,
В. Л. КАЦЕВИЧ,
С. К. КОЗЫРЕВ

ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

Рецензент С. Н. Плеханов

Зимин Е. Н. и др.

З-62 Электроприводы постоянного тока с вентильными преобразователями/Е. Н. Зимин, В. Л. Кацевич, С. К. Козырев.—М.: Энергоиздат, 1981.—192 с. ил.

50 к.

Книга знакомит с устройством, принципами работы и электрическими схемами электроприводов постоянного тока с вентильными полупроводниковыми преобразователями.

Поясняется физическая сущность явлений и процессов, протекающих в таких электроприводах. Приводятся простейшие расчетные соотношения, используемые при комплектации оборудования и наладке вентильных электроприводов. Даны примеры типовых схем тиристорных электроприводов, выпускаемых промышленностью.

Для широкого круга читателей: мастеров и квалифицированных электромонтеров промышленных предприятий, может быть полезна студентам вузов и учащимся техникумов, специализирующихся в области автоматизированного электропривода.

З 30307-336
051(01)-81 139-81(Э). 2302030000

ББК 31.291

6П2.1.081

© Энергоиздат, 1981

ПРЕДИСЛОВИЕ

Электроприводы с питанием двигателей постоянного тока от полупроводниковых вентильных преобразователей — вентильные электроприводы — получили в настоящее время широкое распространение. Промышленностью освоен серийный выпуск комплектных преобразовательных устройств и полностью комплектных вентильных электроприводов.

В этих условиях резко возросло число лиц, которым приходится заниматься монтажом, наладкой и эксплуатацией вентильных электроприводов, применяемых как во вновь устанавливаемом технологическом оборудовании, так и при модернизации действующих установок. Между тем пособия, позволяющие приобрести первоначальную подготовку в этой области электропривода, практически отсутствуют.

Предлагаемая книга предназначена в основном для читателей, нуждающихся в такой первоначальной подготовке. Книга знакомит со свойствами полупроводниковых диодов и тиристоров, с различными выпрямительными схемами на их основе, со способами и схемами управления тиристорами. Рассмотрены типичные принципиальные схемы электроприводов с реверсивными и реверсивными вентильными преобразователями, способы управления пуском, торможением и реверсированием двигателей в этих схемах. Поскольку современные вентильные электроприводы представляют собой автоматические системы регулирования, в книге изложены принципы построения таких схем. Описаны основные элементы систем, виды и назначение обратных связей, способы получения требуемых механических характеристик и переходных процессов электропривода. Рассмотрены простейшие методы расчета характеристик и выбора параметров систем регулирования, необходимых при наладке вентильных электроприводов. Содержатся нужные для практики сведения о выборе силовых элементов вентильных преобразователей и защите электроприводов. В качестве иллюстрации приведены некоторые примеры типовых схем комплектных тиристорных электроприводов.

Отзывы и пожелания по книге следует направлять по адресу: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10, Энергоиздат.

Авторы

ГЛАВА ПЕРВАЯ.

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ВЕНТИЛИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

1.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В современных преобразовательных устройствах постоянного тока в качестве вентилей применяются силовые кремниевые полупроводниковые диоды (силовыми обычно считают вентили на ток 10 А и более). Принцип действия кремневых диодов основан на использовании свойств примесного монокристаллического кремния. Примесный кремний образуется путем ввода в кристаллическую решетку кремния атомов различных примесей, называемых донорными (обычно сурьма или фосфор) и акцепторными (например, алюминий или бор). В результате в монокристалле кремния возникают области (слои) с различными типами электропроводности: электронной (типа n) — в области с донорной примесью и дырочной (типа p) — в области с акцепторной примесью. Донорные примеси создают в кристаллической решетке кремния избыток отрицательно заряженных электронов, акцепторные примеси — избыток положительно заряженных «дырок» (атомов кремния, у которых не хватает по одному электрону).

В узкой зоне на границе между двумя слоями с различными типами электропроводности получается так называемый электронно-дырочный переход (p - n переход), основным свойством которого является резкое изменение его сопротивления от направления тока через переход, которое и определяет вентильную (выпрямляющую) способность p - n перехода. Если к области p приложить положительный потенциал, а к области n — отрицательный, то p - n переход открывается и через него будет протекать прямой ток, ограниченный практически только внешним сопротивлением электрической цепи. При изменении по-

лярности потенциалов на p - n переходе переход закрывается. Практически через него в этом случае протекает очень малый обратный ток.

Различают две основные разновидности силовых кремниевых вентилях — неуправляемые и управляемые.

В качестве *неуправляемого вентиля* используется диод — прибор на основе двухслойной структуры p - n . Как элемент электрической цепи диод характеризуется непрерывным изменением сопротивления при изменении тока в прямом (проводящем) направлении.

В качестве *управляемого вентиля* используется тиристор — прибор на основе четырехслойной p_1 - n_1 - p_2 - n_2 структуры с тремя p - n переходами, обладающий разрывной зависимостью его сопротивления от прямого тока. Открывание тиристора может осуществляться при положительной разности потенциалов между слоями p_1 и n_2 путем подачи на переход p_2 - n_2 положительной разности потенциалов (напряжения управления), когда через этот переход будет протекать небольшой ток управления, нейт-рализующий запирающее действие перехода n_1 - p_2 . Закрывать пропускающий прямой ток тиристора, воздействуя на ток управления, нельзя.

Рабочий элемент силового кремниевого диода изготавливается из монокристаллического слитка кремния в виде круглой пластины диаметром от 10 до 30 мм и толщиной 0,35—0,55 мм. Во избежание деформаций и повреждения кристалла при колебаниях температуры, а также для обеспечения надежного электрического и теплового контакта рабочий элемент впаявается между термокомпенсирующими пластинами из вольфрама или молибдена, температурный коэффициент линейного расширения которых близок к температурному коэффициенту линейного расширения кремния. Для защиты от воздействий окружающей среды и придания механической прочности конструкции диода рабочий элемент заключается в герметизированный корпус.

Конструкции корпусов кремниевых силовых диодов могут быть различными. В зависимости от конструктивного исполнения диоды разделяют на два основных вида: штыревые и таблеточные.

На рис. 1.1, а показан штыревой диод типа В2-200. Рабочий элемент диода помещен в неразборный герметический металлостеклянный (в других конструкциях керамический) корпус 2. Роль катода K , т. е. электрода, со-

единенного со слоем n рабочего элемента, выполняет медное основание 1 корпуса. К основанию припаяна нижняя термокомпенсирующая пластинка рабочего элемента. Основание корпуса изготовлено в виде шестигранной гайки совместно со шпилькой с резьбой для ввинчивания диода в стандартный ребристый воздушный охладитель 4 (рис. 1.1, б). Внешним выводом анода A — электрода, соединенного со слоем p рабочего элемента,

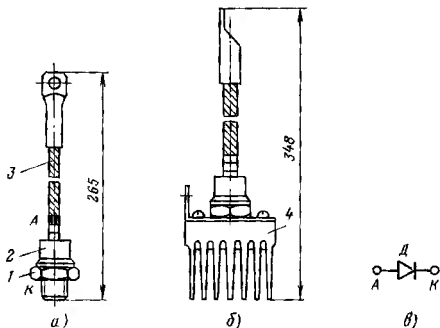


Рис. 1.1.

является медный жгут 3 с наконечником. Жгут припаян ко втулке, соединенной с нижней термокомпенсирующей пластинкой рабочего элемента. Втулка изолирована от корпуса стеклянным изолятором. Диоды изготавливаются также и обращенными, т. е. с основанием корпуса в качестве анода и гибким выводом — катодом.

Условное графическое изображение диода на электрических схемах показано на рис. 1.1, в.

Конструктивно аналогично выполняются и штырьвые тиристоры. На рис. 1.2, а изображен тиристор типа ТЛ-160. В такой модификации анодом A тиристора является основание корпуса, катодом K — гибкий силовой вывод. Кроме того, тиристор имеет два дополнительных вывода: один от слоя p_2 рабочего элемента, т. е. от

управляющего электрода $УЭ (+)$, другой от слоя n_2 — второй полюс цепи управления $УЭ (-)$. Тиристор ввинчивается в стандартный охлаждающий так же, как и диод на рис. 1.1, б.

Условное графическое изображение тиристора на электрических схемах показано на рис. 1.2, б.

В тиристорах таблеточной конструкции рабочий элемент помещается в круглом гофрированном герметизированном керамическом корпусе с торцевыми металлическими поверхностями, которые соприкасаются с охладителем. Вывод от управляющего электрода располагается сбоку. В качестве примера на рис. 1.3 показан таблеточный тиристор типа Т9-200. На рис. 1.4 изображен таблеточный тиристор $З$ в сборе с воздушными охладителями 1 и $б$. К охладителям привинчены медные шины

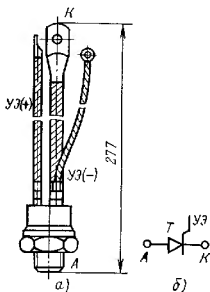


Рис. 1.2.

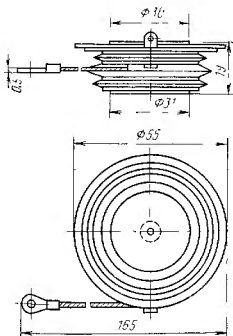


Рис. 1.3.

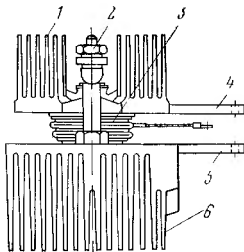


Рис. 1.4.

4 и 5, к которым присоединяется внешняя силовая цепь. Надежный электрический и тепловой контакт торцевых поверхностей вентилей с охладителями обеспечивается помощью прижимного устройства 2.

В преобразовательных установках вентили комплектуются в блоки с воздушным или водяным охлаждением. Преимущественное распространение получило воздушное охлаждение.

1.2. ХАРАКТЕРИСТИКИ ВЕНТИЛЕЙ

Основные свойства полупроводникового диода наглядно отражает его вольт-амперная характеристика (рис. 1.5), представляющая собой зависимость между

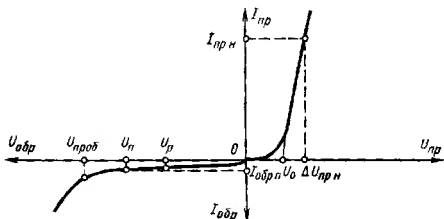


Рис. 1.5.

током через вентиль и приложенным к вентилю напряжением.

Как видно из рис. 1.5, прямая ветвь вольт-амперной характеристики нелинейна и в первом приближении может быть описана следующей зависимостью:

$$\Delta U_{\text{пр}} = U_0 + R_{\text{в}} I_{\text{пр}},$$

где $\Delta U_{\text{пр}}$ — прямое падение напряжения на диоде; $I_{\text{пр}}$ — анодный (прямой) ток; $R_{\text{в}}$ — сопротивление диода в открытом состоянии.

При напряжениях, меньших U_0 , сопротивление диода велико и через диод протекает очень малый ток. При увеличении напряжения свыше U_0 сопротивление диода резко уменьшается, и даже большому значению прямого то-

ка соответствует незначительное падение напряжения на диоде (около 1 В). Допустимое среднее значение прямого тока определяется допустимым нагревом полупроводниковой структуры.

Если на диод подать напряжение обратной полярности $U_{обр}$, т. е. на анод минус, а на катод плюс, то через диод будет протекать небольшой обратный ток $I_{обр}$. Он увеличивается незначительно при увеличении обратного напряжения до определенного значения, которое называется напряжением пробоя $U_{проб}$. При напряжениях, больших $U_{проб}$, обратный ток быстро возрастает и происходит пробой $p-n$ перехода. В связи с этим по отношению к напряжению $U_{проб}$ с некоторым запасом нормируется максимально допустимое значение напряжения диода U обычных диодов даже кратковременное превышение обратным напряжением значения $U_{проб}$ может привести диод к выходу из строя.

Существенно лучшие характеристики имеют лавинные диоды. За счет специального изготовления полупроводниковой структуры в лавинных диодах достигается повышение предела мощности обратимого пробоя, т. е. такого пробоя, при котором диод после снятия повышенного напряжения восстанавливает свои свойства. Лавинные диоды могут допускать значительные обратные токи (до десятков ампер) при кратковременных перенапряжениях. Напряжение на диоде при этом остается примерно постоянным и равным напряжению лавинообразования $U_{проб}$. Чем меньше длительность переаппрессии, тем больший ток может допускать при пробое лавинный вентиль.

Следует отметить, что вольт-амперные характеристики полупроводниковых диодов зависят от температуры. С ростом температуры увеличивается обратный ток и снижается прямое падение напряжения.

В паспортных данных на полупроводниковые диоды завод-изготовитель указывает значения основных параметров диодов. Эти значения характеризуют, как правило, предельные возможности полупроводникового диода независимо от режима его работы. При любых режимах работы эти значения не должны превышаться, иначе полупроводниковый диод может выйти из строя. Кроме основных параметров могут указываться еще и эксплуатационные параметры — это непосредственно или косвенно измеряемые величины, определяющие электр-

ческие, механические, тепловые и другие свойства диодов.

К основным параметрам диода относятся следующие.

1. Предельный (прямой) ток $I_{пр.п}$ — максимально допустимое среднее за период значение прямого тока, длительно протекающего через диод. Предельный ток определяется в однофазной однополупериодной схеме с активной нагрузкой при частоте 50 Гц, синусоидальной форме тока, угле проводимости 180° и максимально допустимой температуре полупроводниковой структуры. Заводом-изготовителем могут указываться также предельные значения тока диода при определенной температуре корпуса, а также при заданных типе охладителя и условиях охлаждения. Если форма тока отличается от синусоидальной, угол проводимости меньше 180° или частота отличается от 50 Гц, то необходимо произвести перерасчет предельного тока. Зависимости предельного тока от угла проводимости, коэффициента формы тока, как правило, даются в информационных материалах.

2. Повторяющееся напряжение $U_{п}$ — максимально допустимое мгновенное значение напряжения, прикладываемое к диоду в обратном направлении, с учетом всех повторяющихся переходных напряжений. В зависимости от значения повторяющегося напряжения $U_{п}$ диоды делятся на классы. Кроме того, вводится параметр «рекомендуемое рабочее напряжение», которое характеризует работу диода при отсутствии каких-либо перенапряжений. Обычно рекомендуемое рабочее напряжение относится к напряжению синусоидальной формы в однофазной однополупериодной схеме выпрямления. Каждому классу диодов, присваиваемому по повторяющемуся напряжению $U_{п}$, соответствует определенное значение рекомендуемого рабочего напряжения $U_{р}$.

3. Прямое падение напряжения $\Delta U_{пр.п}$ — значение напряжения на диоде при прохождении через него тока $I_{пр.п}$.

4. Обратный ток $I_{обр.п}$ — ток, протекающий через диод при повторяющемся напряжении и заданной температуре полупроводниковой структуры.

5. Ударный ток $I_{уд}$ — максимально допустимая амплитуда импульса аварийного тока синусоидальной формы длительностью 10 мс при определенной температуре полупроводниковой структуры.

Согласно ГОСТ 10662-73 вентиль обозначается буквой В. Для вентилей с лавинной характеристикой добавляется буква Л (ВЛ). В случае водяного охлаждения вентиля после буквы В или Л добавляется буква В (ВВ или ВЛВ). В обозначение вентиля вводятся также цифры, означающие предельный ток в амперах и класс по напряжению. Иногда в обозначение вводятся цифры, означающие прямое падение напряжения (амплитудное значение) в вольтах. Например, В-800-8-1,75 — диод с нелавинной характеристикой, с воздушным охлаждением, на предельный ток 800 А, повторяющееся напряжение

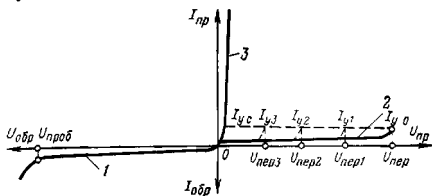


Рис. 1.6.

800 В, с прямым падением напряжения 1,75 В; ВЛВ-500-10-1,8 — диод с лавинной характеристикой, с водяным охлаждением, на предельный ток 500 А, повторяющееся напряжение 1000 В, с прямым падением напряжения 1,8 В.

Тиристоры. Вольт-амперная характеристика тиристора представлена на рис. 1.6. Обратная ветвь 1 характеристики практически не отличается от характеристики для полупроводникового диода (тиристоры, как и диоды, могут быть обычного исполнения и лавинные). Если нет напряжения на управляющем электроде (т. е. при отсутствии управляющего тока), то подача прямого напряжения $U_{пр}$ на тиристор (плюс на анод, а минус на катод) вызывает протекание небольшого тока в прямом направлении. Если напряжение $U_{пр}$ меньше определенного значения, соответствующего напряжению переключения $U_{пер}$, то тиристор в этом случае ведет себя так же, как диод при обратном напряжении. Этот участок 2 вольтамперной характеристики тиристора обычно называется участком низкой проводимости. При достижении напря-

жением значения $U_{\text{пер}}$ тиристор откроется и перейдет на участок высокой проводимости 3, а ток через него будет определяться нагрузкой внешней цепи. Падение напряжения на тиристоре на участке высокой проводимости будет примерно таким же, как у полупроводникового диода в прямом направлении. Если же нагрузка такова, что ток, протекающий через тиристор и называемый током удержания, меньше определенного значения, то тиристор перейдет снова на участок низкой проводимости 2.

При наличии тока управления (плюс напряжения управления подается на управляющий электрод, а минус на катод) переход тиристора в открытое состояние, т. е. переход с участка низкой проводимости на участок высокой проводимости, будет происходить при меньших напряжениях на аноде.

На рис. 1.6 показано несколько значений напряжения $U_{\text{пер}}$, при которых происходит открывание тиристора, соответствующих различным токам управления I_y . При достаточно большом токе управления (ток спрямления $I_{y.c}$) участок низкой проводимости 2 практически отсутствует и в прямом направлении характеристика тиристора будет аналогична характеристике неуправляемого вентиля. Тиристор открывается за очень короткое время (5—10 мкс), поэтому, как правило, для его открывания используются короткие импульсы тока управления.

Основными параметрами тиристорov являются предельный ток, повторяющееся напряжение, прямое падение напряжения, т. е. те же параметры, что и у диодов. Кроме того, тиристоры характеризуются динамическими параметрами, такими как время включения, время выключения, критическая скорость нарастания прямого напряжения, время восстановления. Важными являются параметры цепи управления тиристора, которые будут рассмотрены в гл. 3.

Согласно ГОСТ 14069-72 тиристор обозначается буквой Т. Для тиристорov с лавинной характеристикой добавляется буква Л (ТЛ). В случае водяного охлаждения после буквы Т (или после буквы Л при лавинной характеристике) добавляется буква В (ТВ или ТЛВ). После букв в обозначении следуют цифры, означающие предельный ток в амперах и класс по повторяющемуся напряжению, и далее еще три цифры, первая из которых указывает группу по критической скорости нарастания прямого напряжения, вторая — группу по времени вы-

ключения и третья — группу по критической скорости нарастания прямого тока. Например, ТЛВ-320-9-442 — тиристор с лавинной характеристикой, с водяным охлаждением, на предельный ток 320 А, повторяющееся напряжение 900 В, с критической скоростью нарастания прямого напряжения не более 200 В/мкс, с временем выключения не более 70 мкс, с критической скоростью нарастания прямого тока не более 40 А/мкс. Иногда дополнительно в обозначение вводятся цифры, означающие прямое падение напряжения на тиристоре.

1.3. ПАРАЛЛЕЛЬНОЕ И ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЕ СОЕДИНЕНИЕ ВЕНТИЛЕЙ

Параллельное соединение. В тех случаях, когда один вентиль не может обеспечить по условиям нагрева требующийся в цепи ток, необходимо параллельное соеди-

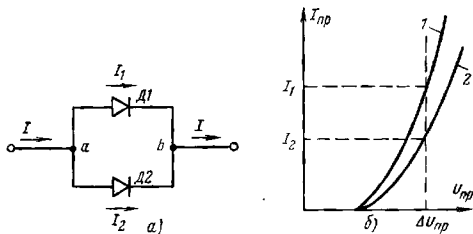


Рис. 1.7.

нение двух или более вентилях. Параллельное соединение может также использоваться для повышения надежности преобразователей, в которых выход из строя одного вентиля не должен вызывать нарушения работы всей установки. Вольт-амперные характеристики вентилях, включаемых параллельно, как правило, не совпадают, что приводит к неравномерному распределению токов между этими вентилями.

На рис. 1.7, а, б показаны параллельное включение диодов Д1, Д2, используемых в качестве вентилях, и их вольт-амперные характеристики. Падение напряжения

между точками a и b будет равно $\Delta U_{\text{пр}}$ и одинаково для обоих диодов. При этом значении $\Delta U_{\text{пр}}$, как видно из рис. 1.7, б, ток I_1 , протекающий через диод $D1$, будет больше, чем ток I_2 , протекающий через диод $D2$. Чем сильнее различаются вольт-амперные характеристики параллельно включенных диодов, тем больше будет разница в токах I_1 и I_2 . При этом диод с меньшим падением напряжения в прямом направлении всегда будет иметь больший ток и, следовательно, более высокую температуру корпуса, что может привести к выходу диода из строя.

Так как предельный ток, который может протекать через более нагруженный клапан, имеет вполне определенное значение, то второй клапан (с меньшим током) невозможно полностью использовать по нагреву. В результате этого общий ток I , который можно пропустить через параллельно включенные клапаны, будет меньше суммы предельных токов отдельных клапанов. Несколько улучшить распределение токов при параллельной работе можно подбором клапанов, имеющих близкие вольт-амперные характеристики. При параллельной работе управляемых клапанов условия их работы еще более усложняются. Тиристор, имеющий наименьшее время включения, может открыться раньше других клапанов, включенных с ним параллельно. В этом случае он будет воспринимать на себя весь ток главной цепи, что также может вызвать перегрев клапана.

Для обеспечения нормальной работы параллельно включенных клапанов необходимо предусматривать специальные устройства для равномерного деления тока между клапанами. Наиболее простым средством является включение последовательно с каждым клапаном резистора, падение напряжения на котором значительно больше, чем падение напряжения на клапане от прямого тока.

Такая схема включения приведена на рис. 1.8. В этом случае напряжение между точками a и b

$$U_{ab} = I_1 R + \Delta U_1 = I_2 R + \Delta U_2,$$

где ΔU_1 — падение напряжения на диоде $D1$, а ΔU_2 — на диоде $D2$. Поскольку ΔU_1 и ΔU_2 значительно меньше, чем падение напряжения на сопротивлении R , то $I_1 R \approx I_2 R$, и при одинаковых сопротивлениях резисторов,

включенных последовательно с вентилями, будем иметь равенство токов, протекающих через вентили.

Включение резисторов последовательно с вентилями является эффективной мерой для выравнивания токов, но вызывает значительные потери, особенно при больших мощностях, что снижает к. п. д. установки, поэтому такое включение резисторов может находить применение лишь при использовании маломощных диодов.

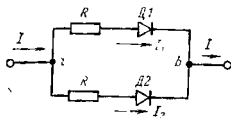
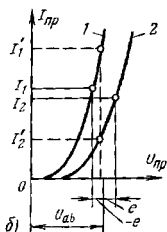
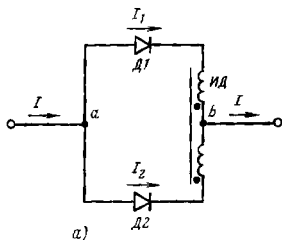


Рис 1.8

Рис. 1.9.



Самым распространенным способом выравнивания токов между параллельно соединенными вентилями является применение индуктивных делителей тока. Индуктивный делитель представляет собой две связанные между собой обмотки, расположенные на общем сердечнике.

Схема с индуктивным делителем ИД при двух включенных параллельно диодах приведена на рис. 1.9, а. Как видно из рисунка, м. д. с., создаваемые обмотками, направлены встречно. Если токи I_1 и I_2 , протекающие через диоды Д1 и Д2, равны, то результирующая м. д. с. делителя также равна нулю, и делитель практически не оказывает никакого влияния. При неравенстве токов I_1 и I_2 результирующая м. д. с. уже не равна нулю, поэтому в обмотках делителя индуцируются одинаковые по значе-

нию, но противоположные по знаку э. д. с. Полярность наводимых э. д. с. такова, что в цепи менее нагруженного вентиля э. д. с. направлена согласно по отношению к току, а в цепи вентиля с большим током — встречно. Рисунок 1.9, а соответствует случаю, когда через диод $D1$ протекает больший ток, чем через $D2$. Напряжение между точками a и b в каждой ветви уравнивается падением напряжения на вентиле и э. д. с., наводимой в обмотке делителя, т. е.

$$U_{ab} = \Delta U_1 + e = \Delta U_2 - e.$$

Этим достигается выравнивание токов вентиляй, что иллюстрируется рис. 1.9, б. Если без делителя разность

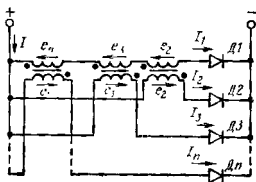


Рис. 1.10.

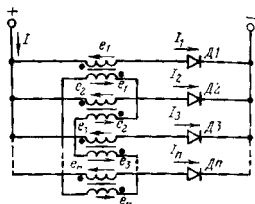


Рис. 1.11.

токов $I'_1—I'_2$ составляла $\Delta I'$, то с делителем она становится равной $\Delta I < \Delta I'$.

При числе параллельно включенных вентиляй $n > 2$ применяются различные схемы включения индуктивных делителей: схема с задающим вентилем — диодом $D1$ (рис. 1.10), схема с общим «витком» (рис. 1.11), схема с замкнутой цепью (рис. 1.12). В этих схемах чаще всего используются одновитковые делители, которые более удобны в конструктивном отношении. В этом случае в качестве обмотки служит токоведущая шина, а индуктивный делитель представляет собой тороидальный магнитопровод с пропущенными в его окно двумя токоведущими шинами. Магнитопровод может быть залит эпоксидным компаундом, так что остаются незаизолированными лишь концы шин для подключения в схему.

Схема включения влияет на индуктивность делителей, необходимую для получения требуемой разности токов

ΔI , А, при разности падений напряжений на вентилях ΔU , В. Индуктивность делителя L , Гн, может быть рассчитана по формуле

$$L = k_{cx} \frac{\tau^2}{2T\Delta I} \Delta U,$$

где k_{cx} — коэффициент, зависящий от схемы включения делителей и количества параллельно включенных вентилялей; τ — время проводимости вентиля, с; T — период питающего вентиля переменного напряжения, с.

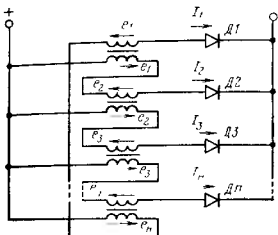


Рис. 1.12.

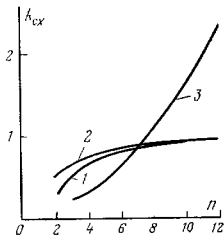


Рис. 1.13.

Зависимости коэффициента k_{cx} от числа n параллельно включенных вентилялей для различных схем включения делителей приведены на рис. 1.13. Для схем с задающим вентилем (кривая 1) и с общим витком (кривая 2) при числе параллельно включенных вентилялей более шести получаются меньшие значения k_{cx} , а значит, в этих схемах требуется меньшая индуктивность делителей и будут меньшими их габариты. При числе вентилялей до шести целесообразно применять схему с замкнутой цепью (ей соответствует кривая 3). В мостовых схемах выпрямления делители тока можно включать в фазы (рис. 1.14), что дает возможность вдвое сократить число делителей.

При параллельном соединении вентилялей — тиристоров кроме требований задачи принудительного выравнивания токов между ними необходимо также иметь в виду дополнительные требования, предъявляемые к управляющим импульсам (см. гл. 3).

Последовательное соединение. В тех случаях, когда требуемые значения обратных напряжений, а также прямых (для тиристоров) превышают максимально допустимые для данного класса вентиля, необходимо использовать их последовательное соединение.

Последовательно можно включать только вентили одного класса. Но и при соблюдении этого условия из-за

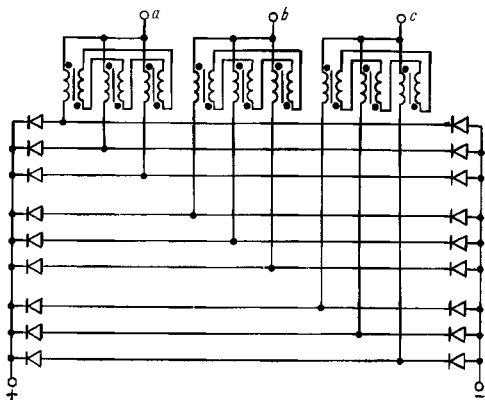


Рис. 1 14

неодинаковости вольт-амперных характеристик вентиля обратное напряжение, а также прямое в закрытом состоянии тиристоров будет распределяться неравномерно между вентилями. При включении последовательно двух вентилях — диодов *Д1* и *Д2* (рис. 1.15, *а*), имеющих обратные ветви вольт-амперных характеристик, показанные на рис. 1 15, *б*, по цепи протекает обратный ток $I_{1,2}$. При этом напряжение U_1 на диоде *Д1* окажется больше напряжения U_2 на диоде *Д2*. В результате этого диод *Д2* не используется полностью по напряжению, и суммарное обратное напряжение, которое может быть приложе-

но к двум таким последовательно соединенным диодам, будет меньше суммы допустимых напряжений отдельных диодов.

Аналогично рассмотренному распределяются и прямые напряжения между вентилями — тиристорами, находящимися в закрытом состоянии. Кроме того, при последовательном соединении тиристоров из-за различия времен восстановления их запирающей способности к тиристор с меньшим временем восстановления будет прикладываться напряжение всей цепи, вследствие чего может происходить его самопроизвольное включение или пробой структуры.

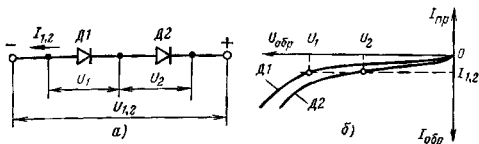


Рис. 1.15.

Для устранения неравномерного распределения напряжения между вентилями применяют шунтирование каждого вентиля резистором $R_{ш}$ (рис. 1.16). Сопротивление $R_{ш}$ выбирается таким, чтобы ток через резистор был значительно больше, чем обратный ток, протекающий через вентили.

Если принять, что при некотором значении обратного тока, протекающего через диод $D1$, он имеет сопротивление $R_{о1}$, то суммарное сопротивление между точками a и b будет равно:

$$R_{ab} = \frac{R_{ш} R_{о1}}{R_{ш} + R_{о1}}. \quad (1.1)$$

Поскольку $R_{о1} \gg R_{ш}$, то значением $R_{ш}$ в знаменателе выражения (1.1) можно пренебречь и тогда $R_{ab} \approx R_{ш}$. Аналогично найдем сопротивление между точками b и c : $R_{bc} \approx R_{ш}$. В результате этого напряжение $U_{ab} = U_{bc} = U_{1,2}/2$, т. е. достигнуто равномерное распределение напряжения между последовательно соединенными вентилями.

Включение резисторов параллельно вентилям обеспечивает равномерное распределение напряжений между последовательно включенными вентилями в установленном (закрытом) режиме. При переходных процессах, когда изменяется напряжение, распределение напряжений между вентилями зависит от собственных емкостей вентилях. Различие в емкостях может быть устранено, если параллельно каждому вентилю, кроме выравнивающих резисторов R_w , включить еще дополнительные конденсаторы C , емкость которых больше, чем собственная.

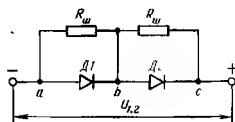


Рис. 1.16.

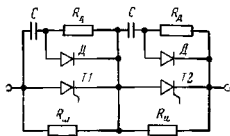


Рис. 1.17.

емкость вентилях. При правильном выборе этих конденсаторов они будут обеспечивать и равномерное распределение обратного нарастающего напряжения при восстановлении запирающих свойств вентилях. Для уменьшения тока разряда конденсаторов при открывании тиристоров последовательно с конденсаторами включают демпфирующие резисторы R_d . Для того, чтобы ограничить скорость нарастания прямого напряжения, которая может вызвать самопроизвольное включение тиристора, параллельно демпфирующим резисторам включаются диоды D , которые должны иметь возможно меньшее время восстановления запирающих свойств в обратном направлении.

На рис. 1.17 приведена схема последовательного соединения тиристоров $T1$ и $T2$ с цепочками, обеспечивающими равномерное распределение напряжений.

Отметим, что при последовательном соединении тиристоров предъявляются дополнительные требования к цепям управления, что будет рассмотрено в гл. 3.

1.4. ОХЛАЖДЕНИЕ ВЕНТИЛЕЙ

Нагрузочная способность вентиля по току определяется максимально допустимой температурой, до которой

может нагреваться полупроводниковая структура, и условиями охлаждения вентиля. Нагрев вентиля вызван электрическими потерями энергии, выделяющимися в виде тепла. Эти потери возникают в вентиле во время протекания прямого тока нагрузки и обратного тока в состоянии низкой проводимости. В тиристорах, кроме того, добавляются еще потери за счет прямого тока утечки в состоянии низкой проводимости, потери в цепи управления и потери во время переключений. Наибольшая доля всех потерь в вентиле приходится на потери от прямого тока нагрузки. Теплота, которая выделяется в полупроводниковой структуре, передается через корпус вентиля в охладитель (радиатор) и далее рассеивается в охлаждающей среде.

Как отмечалось, распространение получили два способа охлаждения: воздушное и водяное. Воздушное охлаждение может быть естественным и принудительным. При воздушном охлаждении применяются радиаторы, имеющие развитую за счет ребер поверхность. Радиаторы изготовляют из меди или алюминия, а также из сплавов алюминия.

При естественном воздушном охлаждении отвод теплоты от вентиля происходит за счет теплопроводности через граничный слой воздуха, соприкасающийся с поверхностью охладителя, и последующей свободной конвекции. При принудительном воздушном охлаждении теплопередача осуществляется в основном благодаря вынужденной конвекции и, поскольку условия охлаждения связаны со скоростью потока охлаждающего воздуха, допустимый ток нагрузки вентиля зависит от этой скорости. Для примера на рис. 1.18 представлен график значений предельного тока $I_{пр}$ тиристора ТЛ-160 при различных скоростях охлаждающего воздуха $v_{охл.}$. Поток охлаждающего воздуха должен быть направлен параллельно ребрам радиатора, в противном случае интенсивность охлаждения резко уменьшается, в результате чего снижается допустимый ток нагрузки.

При водяном охлаждении повышаются требования к параметрам воды, усложняется конструкция вентиляльных блоков за счет штуцеров и резиновых шлангов, а также за счет введения устройств, обеспечивающих принудительную циркуляцию воды. Но при этом представляется возможным эффективнее отводить теплоту и увеличивать ток нагрузки вентиля, что позволяет создать вентили с

водяным охлаждением на токи 800, 1000, 1250 и 2000 А.

Вентиль может работать с предельным прямым током $I_{прп}$ при определенных (номинальных) условиях охлаждения. К этим условиям относятся: принудительное воздушное или водяное охлаждение вентилей, снабженных охладителем нормированной формы и размеров, при температуре охлаждающей среды, равной $t_{oc} = -40^\circ\text{C}$ для воздуха и $t_{oc} = +30^\circ\text{C}$ для воды, и заданных значениях скорости воздуха или расхода воды. Для оценки

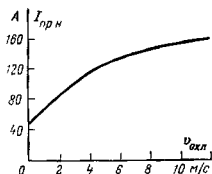


Рис. 1.18.

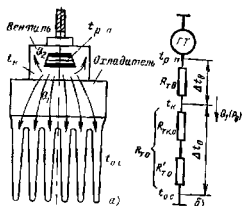


Рис. 1.19.

способности конструкции вентилей и охладителя отводить теплоту, выделяющуюся в вентиле в процессе работы, используется понятие установившихся тепловых сопротивлений ($^\circ\text{C}/\text{Вт}$) соответственно вентилей $R_{т.в.}$, охладителя $R_{т.о.}$ и вентилей в сборе с охладителем $R_{т.}$.

Рассмотрим схему теплопередачи от $p-n$ структуры вентилей в среду охлаждающего воздуха для случая, когда температура вентилей остается постоянной во времени, т. е. для установившегося режима. Эта схема изображена на рис. 1.19, а.

При работе вентилей в нем выделяется в единицу времени в виде теплоты мощность потерь ΔP . По мере повышения температуры $p-n$ структуры t_{p-n} возрастает и температурный перепад Δt между $p-n$ структурой и охлаждающим воздухом с температурой t_{oc} . Чем больше становится этот перепад, тем интенсивнее осуществляется отдача теплоты через поверхности вентилей и охладителя в воздушную среду, поэтому темп роста температуры t_{p-n} постепенно замедляется, пока не наступит установив-

шийся тепловой режим, т. е. равновесие между количеством теплоты Q , выделившейся в вентиле в единицу времени, и количеством теплоты Q' , рассеянной в воздушную среду также в единицу времени. В этом режиме $Q = \Delta P = Q' = P_v$, где P_v — рассеиваемая вентилем и охладителем мощность.

В установившемся режиме $Q = Q_1 + Q_2$, где Q_1 — теплота, переходящая в охлаждающую среду через основание корпуса вентилея и далее через охладитель; Q_2 — теплота, выделяющаяся в охлаждающую среду непосредственно через корпус и гибкий вывод (обычно $Q_2 \ll Q_1$ и им можно пренебречь), поэтому допустимо считать, что $Q = Q_1$.

Схему теплопередачи можно представить в виде ее аналога — электрической схемы на рис. 1.19, б. Здесь э. д. с. генератора $ГТ$ (генератора теплоты) представляется перепадом температур $\Delta t^\circ = t_{p-n}^\circ - t_{o.c}^\circ$, ток — тепловым потоком $Q_1 (P_v)$, а омическое сопротивление цепи — установившимися тепловыми сопротивлениями вентилея $R_{т.в}$, контакта между корпусом вентилея и охладителем $R_{т.к.о}$ и собственно охладителя $R'_{т.о}$.

Сопротивление $R_{т.в}$ представляет собой отношение перепада температур Δt_v между p - n структурой и основанием корпуса вентилея (температура которого t_k) к среднему значению рассеиваемой мощности P_v в установившемся режиме, т. е.

$$R_{т.в} = (t_{p-n} - t_k) / P_v = \Delta t_v / P_v. \quad (1.2)$$

Аналогично определяются сопротивления:

$$R_{т.о} = (t_k - t_{o.c}) / P_v = \Delta t_o / P_v = R'_{т.о} + R_{т.к.о} \quad (1.3)$$

и

$$R_t = (t_{p-n} - t_{o.c}) / P_v. \quad (1.4)$$

Мощность P_v , Вт, приближенно находится как

$$P_v \approx U_0 I_{пр} + I_{пр}^2 R_v, \quad (1.5)$$

где $I_{пр \text{ действ}}$ — действующее значение прямого (анодного) тока, А; U_0 — пороговое напряжение (см. рис. 1.5), В; R_v — сопротивление вентилея ($R_v = \Delta U_{пр} / \Delta I_{пр}$, см. рис. 1.5).

Значения $R_{т.в}$ для отдельных экземпляров вентилей даже одного типа колеблются в довольно широких пределах из-за технологических отклонений. Сопротивление

$R_{т.о}$ зависит от вида охлаждающей среды, скорости ее движения, конструкции охладителя и, наконец, от качества сборки охладителя с вентилем и также имеет техно. логический разброс. Поэтому заводы-изготовители для гарантии надежной работы выпускаемых вентилях исходя из наибольшего допустимого (браковочного) значения $R_{т.в}$ для вентилях одного типа и указывают это значение в паспорте вентиля. То же относится и к охладителям.

При известных значениях R_t и $t_{о.с}$ из (1.4) нетрудно определить максимальную мощность потерь $\Delta P_{\max}$ в вентиле, которая еще может быть отведена с помощью данного охладителя без превышения максимально допустимой температуры p - n структуры:

$$\Delta P_{\max} = \Delta P_{в \max} = (t_{p-n \max} - t_{о.с}) R_t. \quad (1.6)$$

Например, тиристор ТЛ-160 с типовым охладителем М-6Л, изготовленным из меди, имеет установившееся тепловое сопротивление $R_t = 1,45^\circ \text{C/Вт}$. Поэтому при температуре p - n структуры $t_{p-n} = 140^\circ \text{C}$ и температуре охлаждающего воздуха $t_{о.с} = 35^\circ \text{C}$ он может рассеять мощность $\Delta P_{\max} = (140 - 35)/1,45 = 72,5 \text{ Вт}$.

Большое значение для улучшения условий отвода теплоты от вентиля имеет качество обработки контактной поверхности охладителя, по которой происходит соприкосновение корпуса вентиля с охладителем. Эта поверхность должна быть чистой и без заусениц. Необходимо, чтобы основание корпуса вентиля соприкасалось с охладителем по всей поверхности. Для улучшения теплового контакта целесообразно покрывать контактирующие поверхности специальными составами, например техническим вазелином. При монтаже вентилях штыревого типа на охладителях должен быть обеспечен определенный закручивающий момент. Значение этого момента приводится в информационных материалах завода-изготовителя. Так, при установке тиристора ТЛ-160 на стандартном охладителе закручивающий момент должен быть равен $50 \text{ Н} \cdot \text{м}$. При меньших значениях закручивающего момента возрастет тепловое сопротивление R_t , что приведет к повышению температуры t_{p-n} . Однако значительное увеличение закручивающего момента сверх нормы также недопустимо, поскольку может привести к повреждению вентиля.

СИЛОВЫЕ СХЕМЫ И РЕЖИМЫ РАБОТЫ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

2.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Вентильный преобразователь осуществляет преобразование электрической энергии — энергии переменного тока в энергию постоянного тока (выпрямляет переменный ток) или, напротив, энергии постоянного тока в энергию переменного тока (инвертирует постоянный ток).

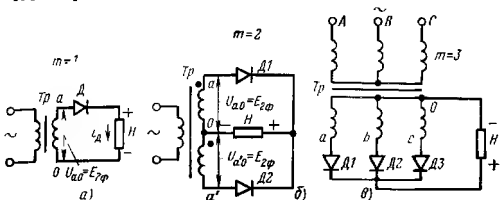


Рис. 2.1.

Для питания двигателей постоянного тока используются неуправляемые и управляемые вентильные преобразователи. В неуправляемом преобразователе в качестве вентилей применяются дноты. Выходное напряжение преобразователя (на стороне постоянного тока) не регулируется. Электроэнергия в таком преобразователе всегда потребляется из сети переменного тока и отдается в цепь постоянного тока.

Управляемый преобразователь собирается на тиристорах. Здесь возможно изменение напряжения преобразователя на стороне постоянного тока по значению и по знаку за счет соответствующего управления тиристорами. В управляемом преобразователе поток энергии может быть направлен как из сети переменного тока в цепь постоянного тока, так и наоборот.

Вентильные преобразователи выполняются с разными силовыми схемами включения вентилей (схемами выпрямления). Чаще всего используются нулевые и мостовые схемы.

На рис. 2.1, а—в приведены нулевые схемы выпрямления с неуправляемыми вентилями. В этих схемах вентили D вводятся последовательно в каждую фазу вторичной обмотки трансформатора Tr . Нагрузка H включается между нулем трансформатора и общей точкой вентилей. На рис. 2.1, а изображена однополупериодная однофазная схема выпрямления (число фаз $m=1$). В ней используется однофазное переменное напряжение U_{a0} . Схему, приведенную на рис. 2.1, б, называют однофазной двухполупериодной схемой с нулевым выводом. Фактически — это двухфазная нулевая схема выпрямления.

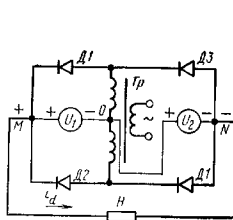


Рис. 2.2.

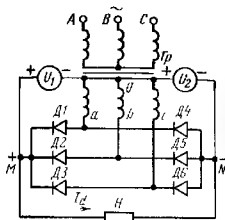


Рис. 2.3.

Вторичные напряжения U_{a0} и $U_{a'0}$ сдвинуты на 180° , т. е. находятся в противофазе. На рис. 2.1, в показана трехфазная нулевая схема выпрямления. Фазовый сдвиг переменных напряжений вторичных обмоток трансформатора составляет 120° .

На всех схемах рис. 2.1, а—в в общую точку объединены катоды вентилей. Если перевернуть вентили в этих схемах, то к общим точкам будут присоединены аноды вентилей. Такие схемы будут отличаться от приведенных лишь полярностью напряжения постоянного тока: у них плюс будет сниматься с нуля трансформатора, а минус — с точки, объединяющей аноды.

Мостовые схемы выпрямления при одном и том же числе фаз содержат в 2 раза больше вентилей, чем нулевые. В одной группе вентилей катоды объединены в общую точку, а аноды присоединены к различным фазам. В другой группе аноды вентилей объединены в общую

точку, а катоды присоединены к различным фазам. Нагрузка включается между общими точками вентиляей. Мостовую схему можно рассматривать как последовательное соединение двух нулевых схем направления (при числе фаз не менее двух), питаемых от одного трансформатора, причем в одной нулевой схеме объединены катоды вентиляей, а в другой — аноды (рис. 2.2). Напряжение на нагрузке, включенной между точками M и N однофазной мостовой схемы на рис. 2.2, будет равно сумме

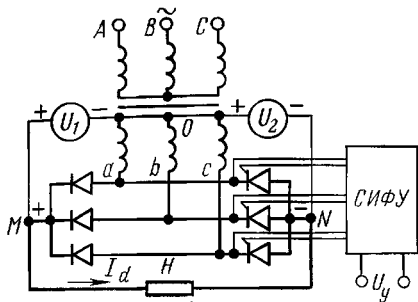


Рис. 2.4.

напряжения между точками M и O (выходное напряжение U_1 нулевой схемы с диодами $D1$ и $D2$) и напряжения между точками O и N (выходное напряжение нулевой схемы с диодами $D3$ и $D4$).

На рис. 2.3 приведена трехфазная мостовая схема выпрямления. Здесь напряжение на нагрузке складывается из напряжения U_1 трехфазной нулевой схемы на диодах $D1, D2, D3$ и напряжения U_2 трехфазной нулевой схемы на диодах $D4, D5, D6$. Так как в мостовых схемах нагрузка включается между общими точками вентиляей, то нулевая точка трансформатора может не выводиться в схему и даже вообще отсутствовать (например, в трехфазной схеме, если вторичная обмотка трансформатора соединена в треугольник).

Нулевые и мостовые схемы управляемых преобразователей выполняются так же, как и неуправляемых. В них вместо неуправляемых вентилях используются тиристоры.

Если в мостовой схеме одна группа вентилях состоит из диодов, а другая — из тиристоров (рис. 2.4), то преобразователь называют полууправляемым. В такой схеме напряжение на нагрузке складывается из постоянного напряжения U_1 и регулируемого по значению и знаку напряжения U_2 . Диапазон регулирования напряжения на нагрузке здесь меньше, чем в управляемом преобразователе. Напряжение на нагрузке не может изменить знак, а поток энергии всегда направлен из сети переменного тока в сеть постоянного тока.

2.2. ОДНОФАЗНЫЕ СХЕМЫ ВЫПРЯМЛЕНИЯ

Простейшей однофазной схемой является однополупериодная схема выпрямления (см. рис. 2.1, а). Если в качестве нагрузки используется резистор (активная нагрузка), то ток в нем протекает в течение половины периода изменения напряжения в сети переменного тока, т. е. имеет прерывистый характер.

На рис. 2.5 приведены временные диаграммы, показывающие, как изменяются во времени э. д. с. вторичной обмотки трансформатора $e_{2ф}$, выпрямленный ток i_d и напряжение u_d на резисторе.

Напряжение на нагрузке u_d имеет пульсирующий характер, причем зависимость $u_d(t)$ — периодическая. Для периодических процессов существует понятие среднего значения. Рассмотрим на рис. 2.5 заштрихованную фигуру, образованную кривой u_d и осью времени на интервале T , и определим ее площадь. Построим теперь прямоугольник с основанием T , равновеликий по площади указанной фигуре. Высота этого прямоугольника U_{d0} и будет средним за период значением выпрямленного напряжения u_d или, проще, средним выпрямленным напряжением U_{d0} . Аналогично определяются среднее значение I_d выпрямленного тока i_d (средний выпрямленный ток), средняя выпрямленная э. д. с. E_{d0} . Если пренебречь падением напряжения в обмотках трансформатора и вентиле, то мгновенные значения выпрямленной э. д. с. e_d , равные на интервале проводимости вентиля значениям $e_{2ф}$, будут, в свою очередь, равны u_d . Тогда $U_{d0} = E_{d0}$.

Среднее значение выпрямленной э. д. с. в рассматриваемом случае связано с действующим значением э. д. с. вторичной обмотки трансформатора $E_{2\phi}$ следующим соотношением:

$$E_{d0} = 0,45E_{2\phi}. \quad (2.1)$$

В цепи нагрузки могут быть источники э. д. с., такие как э. д. с. обмотки якоря машины постоянного тока или э. д. с. самоиндукции, возникающая при изменении тока в индуктивной цепи. Тогда длительность протекания тока в нагрузке в общем случае отличается от половины периода и соответствует той части периода изменения напряжения переменного тока, при которой сумма э. д. с., действующих в цепи, включая э. д. с. $e_{2\phi}$, совпадает по направлению с проводящим направлением вентиля.

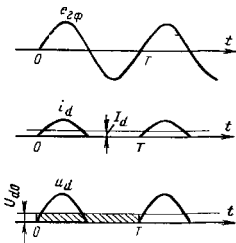


Рис. 2.5.

На рис. 2.6 приведены временные диаграммы, показывающие изменение э. д. с. $e_{2\phi}$, тока i_d и э. д. с. e_d при индуктивной нагрузке. Здесь длительность протекания тока в нагрузке больше половины периода, так как э. д. с. самоиндукции нагрузки способствует протеканию тока нагрузки на участке $T/2 - t_1$. За счет этого средняя выпрямленная э. д. с. E_d может быть существенно меньше, чем при активной нагрузке (она будет определяться по разности площадей фигур, заштрихованных вертикально и горизонтально на рис. 2.6).

Поэтому для питания индуктивных цепей однополупериодная схема выпрямления обычно дополняется разрядным вентилем D_p , включенным параллельно нагрузке L_n и снимающим с нее обратное напряжение (рис. 2.7). При наличии разрядного вентиля напряжение на индуктивной нагрузке такое же, как на активной нагрузке.

Применение тиристора в однополупериодной схеме выпрямления дает возможность регулировать среднее значение выпрямленного напряжения. Если подавать управляющие импульсы на тиристор в моменты времени,

соответствующие открыванию неуправляемого вентиля в схеме на рис. 2.1, а, то работа схемы с тиристорами будет аналогична работе схемы с диодом. При этом говорят, что управляющие импульсы подаются в точке естественного открывания (точка O , T и т. д. на рис. 2.5).

Если подавать управляющие импульсы с некоторым отставанием по времени относительно точки естественного открывания, то управляемый вентиль будет открываться позже и проводить неполную часть периода.

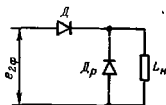
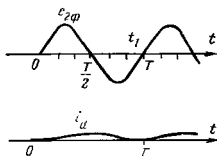


Рис. 2.7.

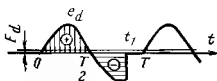


Рис. 2.6.

На рис. 2.8 приведены временные диаграммы, на которых изображены: кривая э. д. с. $e_{2φ}$, управляющие импульсы u_y , подаваемые на тиристор, и график выпрямленной э. д. с. e_d , соответствующие фазовому сдвигу α открывающих импульсов относительно точки естественного открывания. Угол α называют углом запаздывания открывания, или углом регулирования. Угол α измеряется на рис. 2.8 в радианах, а по оси времени отложены значения ωt , причем угловая частота в радианах в секунду: $\omega = 2\pi f_c$, где f_c — частота сети переменного тока, Гц.

В дальнейшем при изображении временных диаграмм по оси времени будем откладывать ωt в радианах или в градусах (в последнем случае угол α в градусах равен углу α в радианах, умноженному на $180/\pi$).

Зависимость средней выпрямленной э. д. с. от угла регулирования α при работе однополупериодной схемы выпрямления на активную нагрузку приведена на рис. 2.9 (кривая 1).

Открывающие импульсы подаются на тиристор от системы импульсно-фазового управления СИФУ, причем фазовый сдвиг их относительно точки естественного открывания (угол α) зависит от управляющего напряжения, подаваемого на вход СИФУ.

При работе однополупериодной схемы с тиристором на индуктивную цепь обычно параллельно нагрузке включается разрядный диод D_p (как в схеме на рис. 2.7). В этом случае зависимость $E_d = f(\alpha)$ такая же, как

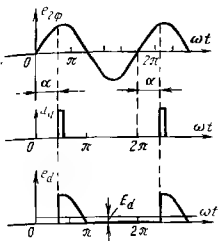


Рис. 2.8.

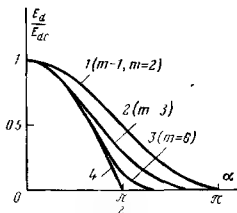


Рис. 2.9.

при работе однополупериодной схемы на активную нагрузку (кривая 1 на рис. 2.9).

Рассмотрим работу на активную нагрузку однофазной двухполупериодной схемы выпрямления с нулевым выводом (рис. 2.10). Эта схема может рассматриваться как двухфазная нулевая схема выпрямления.

На рис. 2.11 приведены временные диаграммы э. д. с. двух фаз вторичной обмотки трансформатора e_{a0} и $e_{a'0}$, управляющих импульсов u_{ya} и $u_{ya'}$, а также напряжения на нагрузке $u_d = e_d$, иллюстрирующие работу такой схемы на активную нагрузку при угле регулирования α . Форма тока i_d в нагрузке повторяет форму e_d . По сравнению с однополупериодной схемой выпрямления здесь в 2 раза больше частота пульсаций выпрямленной э. д. с. и в 2 раза больше ее среднее значение. При угле α , равном нулю,

$$E_{d0} = 0,9E_{2\phi}, \quad (2.2)$$

где $E_{2\phi}$ — действующее значение вторичной фазной э. д. с. трансформатора (каждой его обмотки).

Зависимость $E_d = f(\alpha)$ в двухфазной нулевой схеме при работе на активную нагрузку (или при наличии разрядного вентиля на индуктивную нагрузку) соответствует кривой 1 на рис. 2.9.

Если в цепи нагрузки имеется источник э. д. с., то при отсутствии разрядного вентиля работа двухфазной нулевой схемы существенно изменяется. Обратимся к рис. 2.12.

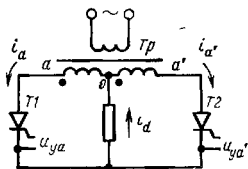


Рис. 2.10.

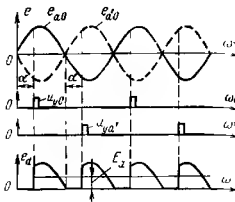


Рис. 2.11

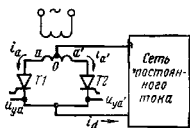


Рис. 2.12.

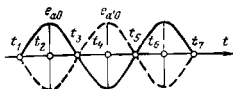


Рис. 2.13.

Здесь нагрузка с э. д. с. представлена в виде некоторой сети постоянного тока. Кроме того, цепь постоянного тока обладает индуктивностью. Наиболее характерным режимом работы вентильных преобразователей в электроприводе является режим непрерывного тока. При этом постоянный ток i_d протекает непрерывно в одном и том же направлении, показанном стрелкой на рис. 2.12. Не рассматривая условий существования такого режима (об этом — см. § 4.2), примем, что ток i_d может протекать при разных соотношениях между мгновенными значениями фазных э. д. с. трансформатора и э. д. с. сети постоянного тока E . Через каждый из тиристоров $T1$ и $T2$ ток проходит по очереди в течение половины периода изме-

нения напряжения в сети переменного тока. При частоте сети 50 Гц каждый из тиристоров открыт в течение 0,01 с за период изменения напряжения сети переменного тока, равный 0,02 с.

Если открыт тиристор $T1$, то сеть постоянного тока оказывается через него подключенной к переменной э. д. с. e_{a0} (рис. 2.13). Если открыт тиристор $T2$, сеть постоянного тока подключена через него к э. д. с. $e_{a'0}$.

Принцип действия преобразователя может быть пояснен с помощью устройства, показанного на рис. 2.14. Здесь Π — двухполюсный переключатель, подвижный контакт которого вращается с постоянной угловой скоростью ω (равной угловой частоте сети — 314 рад/с), делая один оборот за период изменения напряжения в сети переменного тока. Переключатель Π подключает сеть постоянного тока на полпериода к э. д. с. e_{a0} и на полпериода — к э. д. с. $e_{a'0}$.

Предположим, что контакт переключателя Π соединил точки k и a (рис. 2.14) в момент времени t_1 (см. рис. 2.13). Тогда на интервале $t_1—t_3$ э. д. с., которая подается в сеть постоянного тока, совпадает с э. д. с. e_{a0} . В момент времени t_3 переключатель Π соединит точки k и a' и сеть постоянного тока подключится к э. д. с. $e_{a'0}$ до момента t_5 . Далее процесс повторяется. В этом случае к сети постоянного тока подводится пульсирующая выпрямленная э. д. с. e_d , форма которой показана на рис. 2.15, а. Ее среднее значение E_d больше нуля.

Если контакт переключателя Π соединит точки k и a в момент времени t_2 (см. рис. 2.13), то на участке $t_2—t_4$ напряжение, подведенное к сети постоянного тока, совпадает с э. д. с. e_{a0} , а на участке $t_4—t_6$ — с э. д. с. $e_{a'0}$. Среднее значение выпрямленной э. д. с. E_d для этого случая равно нулю (рис. 2.15, б).

При подключении сети постоянного тока к э. д. с. e_{a0} на интервале $t_3—t_5$ и к э. д. с. $e_{a'0}$ на интервалах $t_5—t_7$ и $t_1—t_3$ получим выпрямленную э. д. с. E_d , среднее значение которой меньше нуля (рис. 2.15, в). Таким образом, среднее значение выпрямленной э. д. с. E_d может регулироваться за счет изменения моментов поочередного подключения сети постоянного тока к э. д. с. e_{a0} и $e_{a'0}$.

На рис. 2.16 приведены временные диаграммы, показывающие изменение фазных э. д. с. вторичной обмотки трансформатора e_{a0} и $e_{a'0}$, управляющих импульсов u_{ya} и $u_{ya'}$, токов в тиристорах i_a и $i_{a'}$ и напряжения на на-

грузке $u_d \approx e_d$ при угле регулирования α , равном 30° . При открывании тиристора $T1$ потенциал точки k , соединенной с катодом тиристора $T2$, становится больше потенциала анода тиристора $T2$, так как с учетом знака $e_{a0} > e_{a'0}$. В силовой цепи к тиристорам $T2$ прикладывается отрицательное анодное напряжение и тиристор закрывается. Аналогично при открывании тиристора $T2$ создаются условия для закрывания тиристора $T1$. Соответствующие диаграммы для углов $\alpha = 90^\circ$ и $\alpha = 150^\circ$ приведены на рис. 2.17 и 2.18.

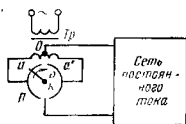


Рис. 2.14.

Зависимость выпрямленной э. д. с. от угла регулирования α для преобразователя, работающего в режиме непрерывного тока,

$$E_d = E_{d0} \cos \alpha \quad (2.3)$$

приведена на рис. 2.9 (кривая 4).

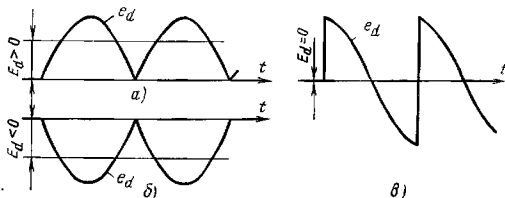


Рис. 2.15.

Различают выпрямительный и инверторный режимы работы преобразователя. При работе в выпрямительном режиме угол $\alpha < 90^\circ$. Энергия поступает из сети переменного тока в сеть постоянного тока. Преобразователь при этом называют выпрямителем. Направление э. д. с. преобразователя, равной средней выпрямленной э. д. с. E_d , совпадает с направлением тока I_d (рис. 2.19, а). При этом э. д. с. сети постоянного тока E (в электроприводе эту роль играет э. д. с. якоря двигателя) направлена

встречно по отношению к э. д. с. преобразователя. Среднее значение тока определяется разностью э. д. с.

$$I_d = (E_d - E)/R_0,$$

где R_0 — сопротивление цепи выпрямленного тока.

С увеличением угла α уменьшается значение E_d . При $\alpha = 90^\circ$ в режиме непрерывного тока $E_d = 0$. Если угол

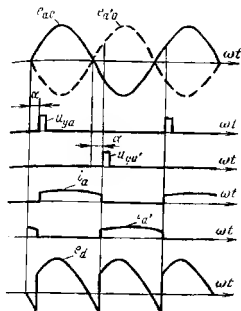


Рис. 2.16.

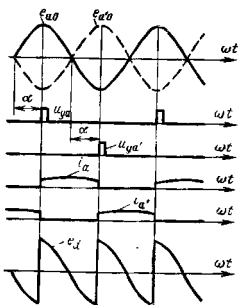


Рис. 2.17.

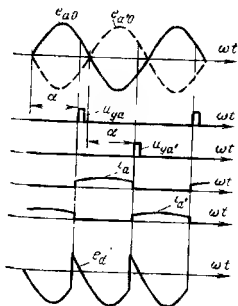


Рис. 2.18.

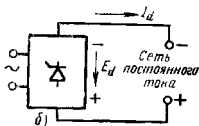
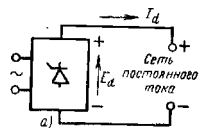


Рис. 2.19.

сделать больше 90° , что показано на рис. 2.18, средняя выпрямленная э. д. с. преобразователя станет отрицательной. Очевидно, что при той же полярности э. д. с. сети постоянного тока E невозможен режим непрерывного тока, так как в этом случае ток I_d должен был бы протекать большую часть времени в направлении, обратном проводимости тиристорам.

Однако работа преобразователя в режиме непрерывного тока с углами $\alpha > 90^\circ$, т. е. при отрицательных значениях E_d , все же возможна. Но для обеспечения такой работы необходимо изменить направление э. д. с. E сети постоянного тока на противоположное, как это показано на рис. 2.19, б. Если по абсолютному значению э. д. с. E будет больше средней выпрямленной э. д. с. E_d преобразователя, ток будет протекать в том же направлении, что и при $\alpha < 90^\circ$, и будет

$$I_d = (E - E_d)/R_0.$$

Этот режим называют инверторным, а преобразователь при работе в таком режиме — инвертором.

Поскольку тиристоры преобразователя при углах $\alpha > 90^\circ$ большую часть времени пропускают ток при отрицательных значениях фазных вторичных э. д. с. обмоток трансформатора (их называют анодными э. д. с.), направление тока через каждый тиристор (анодного тока) в основном противоположно направлению соответствующей анодной э. д. с. (см. рис. 2.18). В то же время направление тока I_d совпадает с направлением э. д. с. сети постоянного тока (или э. д. с. якоря двигателя), т. е. электрическая энергия передается из сети постоянного тока в сеть переменного тока.

Зависимость средней выпрямленной э. д. с. преобразователя в инверторном режиме при непрерывном токе определяется тем же выражением, что и для выпрямительного режима, т. е.

$$E_{d\alpha} = E_{d0} \cos \alpha, \quad (2.4)$$

но при этом углы регулирования $\alpha > 90^\circ$, а значения э. д. с. отрицательны.

Следует отметить, что при угле регулирования, равном 180° , условия закрывания тиристора нарушаются, так как при открывании очередного тиристора к проводившему до него вентиллю не может быть приложена закрывающая обратная э. д. с. (поскольку $e_{a1} - e_{a0} = 0$).

При этом ток все время будет протекать лишь через один тиристор и через него к нагрузке будет приложено синусоидальное фазное напряжение вторичной обмотки трансформатора. Такой режим, называемый прорывом, или опрокидыванием инвертора, часто сопровождается недопустимым увеличением тока в силовой цепи и рассматривается как аварийный. Чтобы исключить прорыв инвертора, обычно ограничивают максимальное значение угла регулирования в пределах от 150° до 160° , учитывая, что переход тока с одного вентиля на другой происходит не мгновенно.

2.3. ТРЕХФАЗНАЯ НУЛЕВАЯ СХЕМА ВЫПРЯМЛЕНИЯ

В трехфазной нулевой схеме выпрямления (см. рис. 2.1, в) вторичные э. д. с. различных фаз трансформатора e_{a0} , e_{b0} , e_{c0} сдвинуты на 120° . Рассмотрим работу управляемого преобразователя на активную нагрузку. На рис. 2.20 приведены временные диаграммы, показывающие, как изменяются во времени фазные э. д. с. e_{a0} , e_{b0} , e_{c0} , управляющие импульсы u_{ya} , u_{yb} , u_{yc} , подаваемые на тиристоры, и выпрямленная э. д. с. e_d при $\alpha=0$. Угол α отсчитывается от точки естественного открывания (точка 1 в фазе a , точка 2 в фазе b , точка 3 в фазе c). В точке естественного открывания мгновенное значение э. д. с. очередной фазы становится больше, чем в любой из двух других фаз. При подаче открывающих импульсов с углом α , равным нулю, управляемый преобразователь (в схеме на рис. 2.1, в тиристоры вместо диодов) обеспечивает на выходе такую же э. д. с. e_d , как и неуправляемый, причем среднее значение выпрямленной э. д. с.

$$E_{d0} = 1,17E_{2\phi}, \quad (2.5)$$

где $E_{2\phi}$ — действующее значение вторичной фазной э. д. с. трансформатора.

Увеличив угол α , можно снизить среднее значение выпрямленной э. д. с. E_d . На рис. 2.21 приведены временные диаграммы, иллюстрирующие работу трехфазной нулевой схемы выпрямления на активную нагрузку при угле $\alpha=120^\circ$. Точно так же регулируется э. д. с. E_d при работе на индуктивную нагрузку с разрядным вентилем. Зависимость $E_d=f(\alpha)$ для этих случаев приведена на рис. 2.9 (кривая 2).

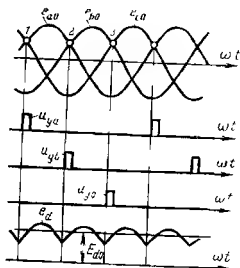


Рис. 2.20.

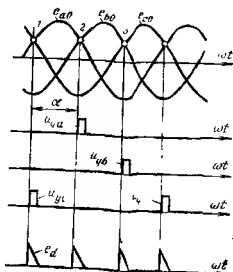


Рис 2.21.

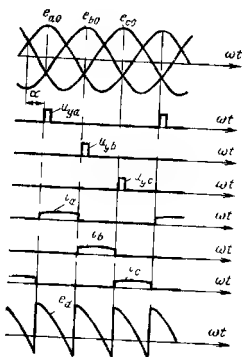


Рис. 2.22.

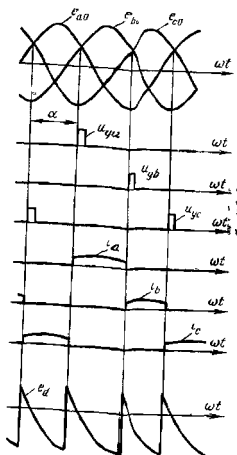


Рис. 2.23.

Рассмотрим работу управляемой трехфазной нулевой схемы в режиме непрерывного тока. В этом случае ток в каждом из трех тиристоров протекает в течение $\frac{1}{3}$ периода (120°). В течение $\frac{1}{3}$ периода проводящий ток тиристора подключает нагрузку к синусоидальной переменной э. д. с. соответствующей фазы. За период изменения напряжения в сети переменного тока нагрузка попеременно подключается к трем различным фазам. Если $\alpha \leq 30^\circ$, то напряжение на нагрузке такое же, как при работе на активное сопротивление, потому что в активной нагрузке при этих условиях ток протекает непрерывно.

Регулируя угол α , можно изменять среднюю выпрямленную э. д. с. E_d по значению и по знаку. На рис. 2.22 приведены временные диаграммы, иллюстрирующие работу преобразователя в выпрямительном режиме при непрерывном токе и угле $\alpha = 60^\circ$.

На рис. 2.23 представлены диаграммы инверторного режима трехфазной нулевой схемы при угле $\alpha = 120^\circ$.

Зависимость $E_d = f(\alpha)$ при работе в режиме непрерывного тока определяется выражением (2.3), т. е. представляется кривой 4 на рис. 2.9.

При включении вторичной обмотки трансформатора в звезду в каждой фазе вторичной обмотки трансформатора при работе трехфазной нулевой схемы выпрямления протекают однополярные импульсы силового тока i_d , что приводит к большим броскам намагничивающего тока в первичной обмотке трансформатора и дополнительному нагреву трансформатора. Для того, чтобы исключить одностороннее подмагничивание трансформатора током вторичной обмотки, применяют включение вторичной обмотки по схеме зигзаг (рис. 2.24).

В этом случае результирующая м. д. с. двух вторичных обмоток в одной фазе трансформатора знакопеременна за счет того, что м. д. с. двух обмоток, по которым протекают токи разных вентилей, действуют навстречу друг другу.

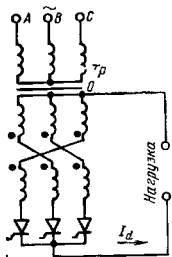


Рис. 2.24.

2.4. ТРЕХФАЗНАЯ МОСТОВАЯ СХЕМА ВЫПРЯМЛЕНИЯ

Особенностью трехфазной мостовой схемы выпрямления на тиристорах (рис. 2.25) является то, что управляющие импульсы, которые при заданном угле α должны подаваться на тиристоры $T4-T6$, сдвинуты на 180° по отношению к импульсам для тиристоров $T1-T3$. Поэтому

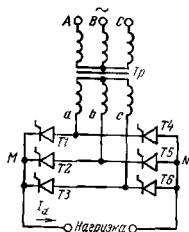


Рис. 2.25.

никакие два импульса не совпадают во времени. Вместе с тем для того, чтобы появился ток в нагрузке, нужно открыть два тиристора одновременно (один в анодной и один в катодной группе вентилей). Одновременность открывания тиристоров анодной и катодной групп обычно обеспечивается тем, что через 60° после основного управляющего импульса на каждый из тиристорov подается дополнительный управляющий импульс.

Рассмотрим работу трехфазной мостовой схемы выпрямления на активную нагрузку. Следует отметить, что при углах регулирования α , не превышающих 60° , ток в активной нагрузке протекает непрерывно.

На рис. 2.26 приведены временные диаграммы, соответствующие углу регулирования 60° . Здесь e_{Mo} — выходная э. д. с. трехфазной нулевой схемы на вентильях $T1-T3$; e_{No} — выходная э. д. с. трехфазной нулевой схемы на вентильях $T4-T6$. Выпрямленная э. д. с. E_d может быть получена как разность этих э. д. с. Точки 1—6 на кривых вторичной фазной э. д. с. трансформатора показывают моменты естественного открывания тиристорov $T1-T6$.

При углах $\alpha > 60^\circ$ ток в нагрузке прерывается и тиристоры закрываются, если потенциал точки M становится меньше, чем потенциал точки N , т. е. напряжение u_{MN} становится меньше нуля.

На рис. 2.27 приведены временные диаграммы, соответствующие работе мостовой схемы выпрямления на активную нагрузку, при угле $\alpha = 90^\circ$. В режиме прерывистого тока каждый тиристор включается дважды за период изменения напряжения сети переменного тока:

первый раз он открывается основным открывающим импульсом, затем закрывается и открывается снова дополнительным импульсом.

Зависимость $E_d = f(\alpha)$ при работе мостовой схемы на активную нагрузку приведена на рис 2.9 (кривая 3).

При работе трехфазной мостовой схемы в режиме непрерывного тока каждый из тиристоров проводит ток в

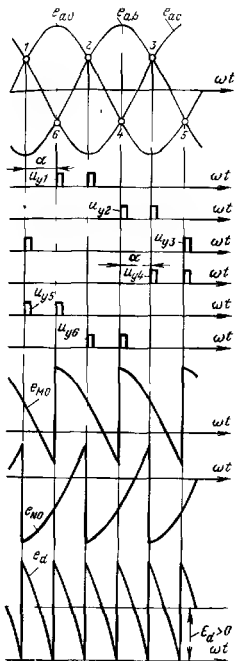


Рис. 2.26.

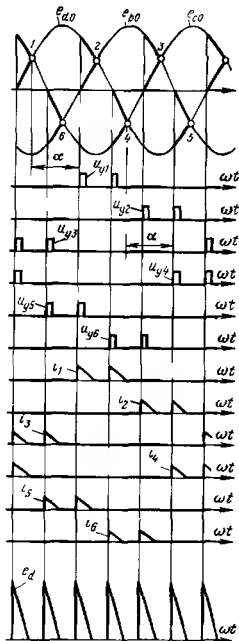


Рис 2.27.

течение $1/3$ периода, а напряжение на нагрузке удобно рассматривать как результат взаимодействия двух последовательно включенных нулевых схем выпрямления.

На рис. 2.28 проиллюстрирована работа мостовой схемы в инверторном режиме с непрерывным током при угле $\alpha = 150^\circ$.

Зависимость $E_d = f(\alpha)$ при работе в режиме непрерывного тока определяется выражением (2.3) и представляется кривой 4 на рис. 2.9.

2.5. КОММУТАЦИЯ ТОКА В ВЕНТИЛЬНОМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ

До сих пор, рассматривая работу преобразователей в режиме непрерывного тока, мы предполагали, что при открывании тиристора ток в нем нарастает мгновенно, и при этом ток ранее работавшего вентиля мгновенно спадает до нуля. На самом деле из-за индуктивности рассеяния обмоток трансформатора ток в тиристорах не может изменяться мгновенно, поэтому при открывании очередного тиристора в течение определенного времени ток в нем нарастает от нуля до значения тока нагрузки, а в тиристоре, проводившем ток до этого, идет процесс уменьшения тока до нуля.

На рис. 2.29 приведена схема замещения, поясняющая процесс коммутации тока с тиристора фазы a на тиристор фазы b . Здесь L_a и L_b — индуктивности соответствующих фаз силового трансформатора, питающего преобразователь. Во время перехода тока с вентиля на вентиль к нагрузке (т.е. между точками K и O) приложено напряжение, равное полусумме э.д.с. e_{a0} и e_{b0} . $u_d = (e_{a0} + e_{b0})/2$.

Разность э.д.с. e_{b0} и e_{a0} приложена к индуктивностям L_b и L_a и обеспечивает нарастание тока в фазе a и спадание тока в фазе b . При этом возникает э.д.с. самоиндукции

$$e_{La} = L_a \frac{\Delta i_a}{\Delta t} = e_{Lb} = L_b \frac{\Delta i_b}{\Delta t} = \frac{e_{b0} - e_{a0}}{2}.$$

Длительность интервала коммутации, выраженную в электрических градусах, называют углом коммутации (перекрытия) γ . Значение угла коммутации зависит от тока нагрузки и угла регулирования α и обычно составляет $0-20^\circ$.

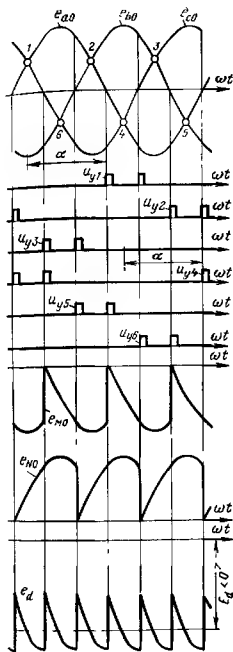


Рис 2.28.

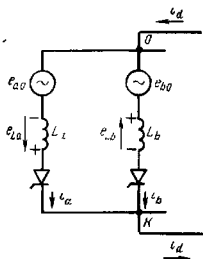


Рис. 2.29

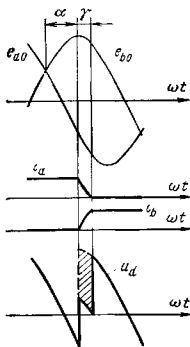


Рис. 2.30.

На рис. 2.30 показан процесс коммутации тока с тиристора фазы a на тиристор фазы b в трехфазной нулевой схеме выпрямления. Процесс коммутации отражается на форме кривой выпрямленного напряжения u_d . Среднее выпрямленное напряжение при учете коммутации становится меньше средней выпрямленной э. д. с. на

значение, прямо пропорциональное заштрихованной площади на рис. 2.30.

Падение напряжения в преобразователе, вызванное процессом коммутации, учитывают как падение в фиктивном внутреннем сопротивлении R_{γ} , которое рассчитывается по формуле

$$R_{\gamma} = \frac{m}{2\pi} x_{\text{тр.ф}},$$

где m — число коммутаций вентилях за период; $x_{\text{тр.ф}}$ — реактивное сопротивление трансформатора, приведенное ко вторичной обмотке, $x_{\text{тр.ф}} = x_2 + x_1/k_{\text{тр}}^2$; x_1 и x_2 — реактивные сопротивления первичной и вторичной обмоток; $k_{\text{тр}} = U_1/U_2$ — коэффициент трансформации трансформатора.

Если учесть еще падение напряжения в активном сопротивлении обмоток трансформатора, то внутреннее сопротивление преобразователя R_{Π} можно рассчитать как

$$R_{\Pi} = R_{\gamma} + R_{\text{тр.ф}},$$

где $R_{\text{тр.ф}}$ — активное сопротивление трансформатора, приведенное к его вторичной обмотке, $R_{\text{тр.ф}} = R_2 + R_1/k_{\text{тр}}^2$; R_1 и R_2 — активные сопротивления первичной и вторичной обмоток.

Таким образом, выходное напряжение преобразователя (среднее значение) в режиме непрерывного тока может быть определено как

$$U_{\Pi} = E_{d0} \cos \alpha - I_d R_{\Pi}. \quad (2.6)$$

Следует различать падение напряжения в активном сопротивлении трансформатора, которое сопровождается потерями мощности, и падение напряжения от процессов коммутации, не связанное с потерями мощности.

2.6. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ СИЛОВЫХ СХЕМ

Область применения тех или иных схем выпрямления в значительной степени определяется мощностью нагрузки. Обычно однофазные схемы выпрямления применяются при мощности до нескольких киловатт. Трехфазная нулевая схема выпрямления, как правило, используется в диапазоне мощностей от единиц до нескольких десятков киловатт. В установках мощностью от десятков киловатт и выше применяется трехфазная мостовая схе-

Таблица 2.1. Основные показатели схем выпрямления

Схема выпрямления	$\frac{E_{d0}}{E_{гф}}$	$\frac{U_{в\max}}{E_{d0}}$	$\frac{k_{I_1}}{k_{тр}} = \frac{I_1}{I_d}$	$\frac{k_S = S_T}{E_{d0} I_d}$	$\frac{k_{I_2}}{I_d}$
Однофазная двухполупериодная с нулевой точкой ($m=2$)	0,9	3,14	1,0	1,34	0,707
Однофазная мостовая ($m=2$)	0,9	1,57	1,0	1,11	1,0
Трехфазная нулевая (вторичная обмотка трансформатора включена по схеме звезда)	1,17	2,09	0,471	1,345	0,577
Трехфазная нулевая (вторичная обмотка включена по схеме зигзаг)	1,17	2,09	0,471	1,46	0,577
Трехфазная мостовая	2,34	1,045	0,815	1,045	0,815

ма выпрямления, причем для особо мощных установок мостовые схемы могут соединяться последовательно или параллельно.

Основные соотношения, которые характеризуют различные схемы выпрямления при работе в режиме непрерывного тока на индуктивную нагрузку, приведены в табл. 2.1. Здесь $U_{в\max}$ — максимальное напряжение, которое прикладывается к вентиллю в данной схеме выпрямления; I_1 и I_2 — действующие значения токов в первичной и вторичной обмотках трансформатора; k_{I_1} и k_{I_2} — коэффициенты; S_T — типовая мощность трансформатора; $E_{d0} I_d$ — максимальная мощность цепи постоянного тока.

Оценивая вентильные преобразователи в качестве потребителей электроэнергии, важно обратить внимание на форму тока, забираемого ими из сети. Для примера рассмотрим трансформаторную однофазную двухполупериодную схему выпрямления, трехфазную нулевую с трансформатором звезда — зигзаг и трехфазную мостовую с трансформатором звезда — звезда. Полагая, что намагничивающий ток трансформатора мал, и считая, что ток в нагрузке достаточно сглажен за счет индуктивности цепи постоянного тока, изобразим для этих случаев кривые тока i_1 в первичной обмотке трансформатора (рис. 2.31, а—в).

Переменный ток, потребляемый из сети трансформатором, несинусоидален. Кривые тока состоят из прямоугольных импульсов различной полярности (явление коммутации не учитывается). Высота их определяется током в нагрузке I_d и коэффициентом трансформации $K_{тр}$ силового трансформатора.

Действующее значение первичного тока в однофазной двухполупериодной схеме (рис. 2.31, а) $I_1 = I_d / k_{тр}$.

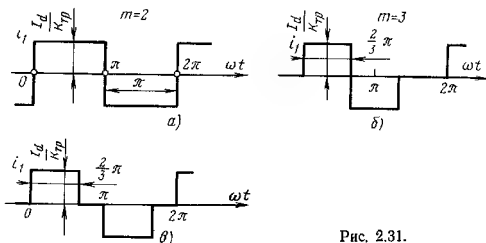


Рис. 2.31.

Действующее значение первичного тока в трехфазной нулевой схеме с трансформатором звезда — зигзаг (рис. 2.31, б) и в трехфазной мостовой схеме с трансформатором звезда — звезда (рис. 2.31, в) $I_1 = 0,815 I_d / k_{тр}$.

Потребляя несинусоидальный ток из сети, вентилярные преобразователи являются источниками тока высших гармоник, частота которых превышает частоту сети в $nm \pm 1$ раз, где m — число пульсаций выпрямленного напряжения за один период частоты сети; n — натуральные числа 1, 2, 3... Амплитуда высших гармонических составляющих убывает по мере роста их частоты.

Высшие гармонические составляющие кривой тока искажают форму напряжения в сети и неблагоприятно отражаются на работе конденсаторных установок и синхронных машин, подключенных к сети вместе с тиристорными преобразователями.

Важнейшим энергетическим показателем является коэффициент мощности установки. Сравнивая диаграммы токов вторичных обмоток трансформатора преобразователя при различных углах регулирования α , нетрудно заметить, что с увеличением угла α возрастает фазо-

вый сдвиг переменного тока на входе преобразователя по отношению к напряжению сети переменного тока, причем $\cos \varphi \approx \cos \alpha$.

При работе в выпрямительном режиме преобразователь потребляет из сети переменного тока активную и реактивную мощность. При работе в инверторном режиме преобразователь отдает в сеть переменного тока активную мощность, потребляя реактивную. При угле $\alpha = 90^\circ$ преобразователь потребляет из сети переменного тока только реактивную мощность.

Для нагрузки, не требующей изменения полярности выпрямленного напряжения, целесообразно использовать несимметричные мостовые схемы выпрямления, у которых потребление реактивной мощности меньше, чем в симметричных схемах. В мощных преобразователях, включающих несколько последовательно соединенных схем выпрямления, для повышения коэффициента мощности используют поочередное управление комплектами вентилей, при котором напряжение регулируется за счет одного из комплектов, в то время как в другом комплекте угол регулирования остается близким к нулю.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТИРИСТОРАМИ

3.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Регулирование напряжения тиристорных преобразователей, применяемых для автоматизированного электропривода, в подавляющем большинстве случаев осуществляется за счет изменения угла открывания тиристорov α . С этой целью каждый тиристорный преобразователь снабжается системой управления, которая обеспечивает формирование управляющих импульсов, а также сдвиг этих импульсов по фазе относительно анодного напряжения тиристорov. Такие системы называют импульсно-фазовыми.

Системы импульсно-фазового управления могут быть многоканальными и одноканальными. В многоканальной СИФУ управляющие импульсы формируются для каждого тиристора (или группы тиристорov при последовательном и параллельном соединении) отдельно, в своем

канале. Так, для трехфазной нулевой схемы выпрямления потребуется три канала формирования и сдвига управляющих импульсов, а для трехфазной мостовой — шесть каналов. На рис. 3.1 приведена упрощенная функциональная схема многоканальной системы. Здесь

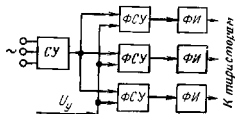


Рис. 3.1.

ФСУ — фазосдвигающее устройство; ФИ — формирователь импульсов; U_y — напряжение управления; СУ — синхронизирующее устройство. Недостатком многоканальных систем является трудность получения симметрии импульсов во всех каналах, так как это требует часто очень точного подбора параметров применяемых устройств формирования и сдвига импульсов.

В одноканальных системах управления формирование импульсов происходит в одном канале, а затем уже

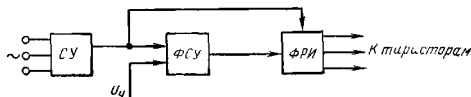


Рис. 3.2.

импульсы распределяются по тиристорам специальными распределителями. Функциональная схема такой системы приведена на рис. 3.2. Здесь СУ — синхронизирующее устройство, ФСУ — фазосдвигающее устройство, ФРИ — устройство, формирующее управляющие импульсы и распределяющее их по тиристорам. В одноканальной системе значительно легче получить симметрию управляющих импульсов, но система усложняется за счет применения специальных распределителей.

В настоящее время преимущественное распространение получили многоканальные СИФУ. По типу фазосдвигающего устройства различают несколько разновидностей таких СИФУ: со статическим фазовращающим мостом, с полуволновым магнитным усилителем, с «вертикальным» управлением и др.

Наибольшее применение в тиристорных преобразователях электроприводов нашли СИФУ с вертикальным управлением, поэтому далее они и рассматриваются. Принцип вертикального управления состоит в том, что на входе формирователя импульсов производится сравнение переменного (опорного) и регулируемого постоянного напряжений. Последнее является напряжением управления U_y . В момент равенства этих двух напряжений формируется управляющий импульс. Изменяя значение

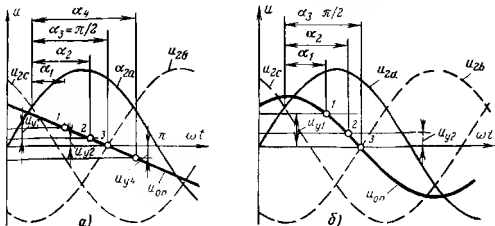


Рис. 3.3.

постоянного напряжения, можно получить сдвиг управляющего импульса по фазе относительно анодного напряжения. Рисунок 3.3 иллюстрирует принцип «вертикального» управления для случаев, когда опорное напряжение $u_{оп}$ представляет собой линейно-изменяющееся во времени (пилообразное) напряжение (рис. 3.3, а) и когда оно на рабочем участке изменяется по синусоидальному закону (рис. 3.3, б).

На рис. 3.3, а, б кроме графиков опорного напряжения $u_{оп}$ и напряжения управления U_y показана сплошной линией кривая анодного напряжения u_{2a} соответствующего тиристора (в данном случае тиристора фазы а), а кривые напряжений двух других фаз u_{2b} и u_{2c} при трехфазной схеме выпрямления показаны штриховыми линиями. Как уже упоминалось, управляющий импульс формируется в момент равенства опорного напряжения и напряжения управления.

Если напряжение управления равно U_{y1} , то импульс будет сформирован и подан на тиристор в момент вре-

мени, соответствующий точке 1. При этом угол открывания тиристора будет равен α_1 . При напряжении управления, равном U_{y2} , импульс будет формироваться в момент времени, соответствующий точке 2, при угле регулирования α_2 . Кривая опорного напряжения должна быть расположена по отношению к анодному напряжению тиристора u_2 так, чтобы при определенном напряжении управления обеспечивались заданный угол регулирования α , а значит, и требуемое среднее выпрямленное напряжение преобразователя. На рис. 3.3, а и б опорные напряжения сфазированы таким образом, что при $U_{y3}=0$ $\alpha_3=\pi/2$ (т. е. 90°). Тогда при увеличении напряжения управления в положительном направлении угол α будет уменьшаться, а среднее выпрямленное напряжение — расти. При отрицательном напряжении управления — U_{y4} угол α_4 будет больше 90° .

В рассмотренном случае опорные напряжения синхронизированы с напряжением сети и поэтому такие системы называют синхронными в отличие от асинхронных систем, где опорное напряжение может быть не синхронизировано с напряжением сети. Далее описываются только синхронные системы, получившие наибольшее распространение.

3.2. ТРЕБОВАНИЯ К СИСТЕМАМ УПРАВЛЕНИЯ

Системы импульсно-фазового управления тиристорными преобразователями должны удовлетворять целому ряду общетехнических требований, таких как надежность, помехозащищенность и др. Специфические требования к СИФУ могут быть разделены на две группы: 1) требования, относящиеся непосредственно к управляющему импульсу; 2) требования, обусловленные схемой выпрямления и используемыми режимами работы преобразователя.

Рассмотрим первую группу требований. Для надежного открывания тиристора на его управляющий электрод нужно подать импульс определенной полярности, амплитуды и длительности. Поскольку параметры отдельных тиристоров одной и той же серии (открывающий ток управления и открывающее напряжение управления) различны, то для надежного открывания любого тиристора данной серии применяемая СИФУ должна обеспечивать ток и напряжение управления, превышаю-

щие наибольшие ток и напряжение управления, указываемые для тиристоров данной серии. Так, например, для тиристоров серии ТЛ-160 в паспорте указывается, что для надежного открытия любого тиристора этой серии СИФУ должно иметь возможность обеспечить ток управления не менее 0,3 А и напряжение управления не менее 7 В. С другой стороны, ток и напряжение управления не должны превышать некоторых предельно допустимых значений. Кроме того, мощность потерь, выделяющихся в промежутке управляющий электрод — катод, также ограничивается максимально допустимым значением.

Минимально необходимая длительность управляющего импульса должна быть больше времени включения тиристора, которое составляет 5—20 мкс. Кроме того, за время существования импульса ток в анодной цепи тиристора должен успеть нарасти до тока удержания. Последнее особенно существенно для схем с большой индуктивностью в цепи нагрузки, где ток нарастает сравнительно медленно. Обычно применяют импульсы длительностью $8-10^\circ$ (около 500 мкс).

Крутизна переднего фронта напряжения управляющего импульса $u_{y.и}$ должна быть высокой для обеспечения быстрого нарастания тока управления, четкого открывания тиристора и уменьшения потерь при включении. При малой крутизне из-за различия параметров цепей управления тиристоров в многофазных схемах может появиться заметная асимметрия выпрямленного напряжения. Как видно из рис. 3.4, если тиристор фазы a открывается при u_{y1} , т.е. в точке 1, а тиристор фазы b — при u_{y2} , т.е. в точке 2, то фактические углы открывания соответственно будут равны α_1 и α_2 , причем $\alpha_2 > \alpha_1$, что и вызывает асимметрию кривой выпрямленного напряжения.

Особенно высоки требования к крутизне импульсов при последовательном и параллельном соединении тиристоров, так как недостаточная крутизна приводит к их

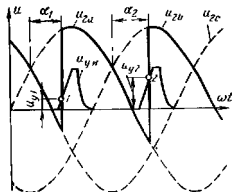


Рис. 3.4.

неодновременному открыванию. При параллельном соединении это влечет за собой кратковременную перегрузку тиристора, который открылся раньше, так как через него в этот период времени течет весь ток нагрузки. При последовательном соединении все прямое анодное напряжение может быть приложено к одному тиристорному, который открывается последним. В обоих случаях неодновременное открывание тиристорных будет приводить к выходу их из строя.

Обычно управляющий импульс формируется так, чтобы крутизна переднего фронта тока импульса составляла 0,2—2 А/мкс. При последовательном и параллельном соединении крутизну следует выбирать ближе к верхнему пределу.

Рассмотрим теперь вторую группу требований. Необходимый максимальный диапазон регулирования угла α для преобразователя, работающего как в выпрямительном, так и в инверторном режимах, теоретически составляет 180°. Поскольку максимальный угол регулирования в инверторном режиме ограничивается, то, как правило, требуемый диапазон составляет 150—160°. Повышенный диапазон регулирования угла требуется в полупроводниковых схемах выпрямления, где он может составлять до 180°.

Система импульсно-фазового управления должна обеспечивать симметрию управляющих импульсов по фазам. Асимметрия вызывает неравномерную загрузку тиристорных из-за различной продолжительности их работы и приводит к ухудшению условий работы питающего трансформатора и сглаживающего дросселя, который может включаться последовательно с якорем двигателя, поэтому считают, что СИФУ должна обеспечивать асимметрию управляющих импульсов не более 2°.

Быстродействие системы управления тиристорным преобразователем является одним из важнейших ее показателей. С целью максимального использования высокого быстродействия, присущего тиристорным преобразователям, СИФУ выполняются практически безынерционными.

3.3. ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВОГО УПРАВЛЕНИЯ

Как уже упоминалось, в настоящее время наибольшее распространение получил СИФУ с вертикальным управ-

лением. Функциональная схема одного канала такой системы приведена на рис. 3.5. В систему входят фазосдвигающее устройство $\Phi СУ$ и формирователь импульсов $\Phi И$. Фазосдвигающее устройство, в свою очередь, содержит генератор опорного напряжения $ГОН$ и нуль-орган $НО$. На вход нуль-органа (вход СИФУ) подается кроме опорного напряжения $u_{оп}$ также внешнее напряжение управления U_y . В общем случае напряжение U_y может

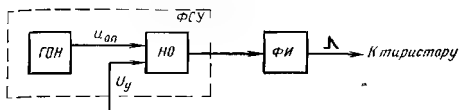


Рис. 3.5.

подаваться через специальное входное устройство, осуществляющее согласование параметров сигнала управления со входом СИФУ.

В момент равенства опорного напряжения $u_{оп}$ и напряжения управления U_y нуль-орган переключается и формирователь импульсов $\Phi И$ в этот же момент времени выдает управляющий импульс. Все перечисленные элементы могут иметь различное исполнение, могут отличаться и по принципу работы.

Рассмотрим более подробно каждый из элементов СИФУ.

Генератор опорного напряжения. Опорное напряжение может быть синусоидальным на рабочем участке или пилообразным. Генератором опорного синусоидального напряжения служит трансформатор, со вторичных обмоток которого и снимается опорное напряжение. Соответствующей схемой включения первичных обмоток трансформатора обеспечивается желаемое расположение опорного напряжения $u_{оп}$ по отношению к анодному напряжению тиристора. Теоретически, как это видно из рис. 3.3, б, можно получить изменение угла α в пределах от 0 до 180° . Практически в таких СИФУ диапазон регулирования угла составляет не более 140° , так как при малых и при больших углах α затруднены условия фиксации момента равенства опорного напряжения и напряжения управления. В некоторых СИФУ для расши-

рения диапазона регулирования угла к синусоидальному напряжению добавляют короткие импульсы напряжения $u_{имп}$, как показано на рис. 3.6. В этом случае диапазон регулирования составляет почти 170° . Важным преимуществом СИФУ с синусоидальным опорным напряжением является то, что среднее выпрямленное напряжение U_d преобразователя с такой СИФУ линейно зависит от U_y , как это показано на рис. 3.7, и отношение $U_d/U_y =$

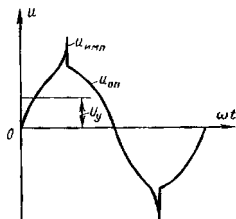


Рис. 3.6.

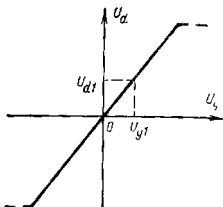


Рис. 3.7.

$= \text{const}$ при любом напряжении U_y в рабочем диапазоне.

Напряжение пилообразной формы может быть получено различными способами. Формирование пилообразного напряжения из отрезков синусоид показано на рис. 3.8, а, б. Генератор опорного напряжения в этом случае — трансформаторный (рис. 3.8, а) и работает по принципу сложения участков синусоидальных напряжений с различными фазами. Напряжение u_{2c} представляет собой напряжение, снимаемое со вторичной обмотки трансформатора, включенного в фазу С. У вторичных обмоток трансформаторов, включенных в фазы В и А, расположение начал и концов обмоток изменено на противоположное. В результате напряжения этих обмоток u_{2b} и u_{2a} оказываются сдвинутыми по отношению к напряжению u_{2c} на $\pm 60^\circ$. Диод $D2$ пропускает ток лишь в отрицательные полупериоды напряжения u_{2b} , в результате чего напряжение u_{R2} на резисторе $R2$ имеет вид кривой, показанной тонкой сплошной линией на рис. 3.8, б. Диод $D1$ пропускает ток только в положительные полупериоды напряжения u_{2a} . Кривая напряжения u_{R1} на ре-

диодистор $R1$ также показана на рис. 3.8, б тонкой сплошной линией. На этом же рисунке утолщенной сплошной линией показано результирующее напряжение $u_{оп}$, которое и используется в качестве опорного. Рабочим является диапазон между точками 1 и 2, и он составляет 240° . Для трехфазной нулевой схемы потребуется три таких трансформаторных генератора, а для трехфазной мостовой — шесть.

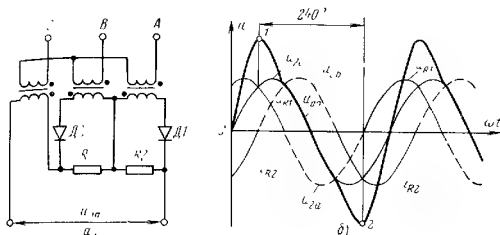


Рис. 3.8.

В настоящее время наибольшее применение нашел способ формирования пилообразного напряжения путем заряда конденсатора через активное сопротивление от источника постоянного напряжения и последующего быстрого его разряда. Принципиальная схема такого генератора опорного напряжения показана на рис. 3.9, а. Здесь используется начальный участок возрастания напряжения на конденсаторе C при его заряде от напряжения $U_{п}$. Коммутатор K представляет собой бесконтактный ключ, присоединенный параллельно конденсатору. Ключ управляется напряжением сети переменного тока, от которой питается тиристорный преобразователь, что позволяет синхронизировать начало заряда конденсатора с анодным напряжением и дает возможность расположить соответствующим образом опорное напряжение по отношению к анодному напряжению тиристора.

В точке O (рис. 3.9, б) коммутатор дает разрешение на заряд конденсатора, после чего напряжение $u_{оп}$ нарастает почти по линейному закону в функции времени.

В момент времени ωt_1 коммутатор закорачивает конденсатор, что приводит к его быстрому разряду. В момент времени ωt_2 коммутатор снова дает разрешение на заряд конденсатора. В таком генераторе диапазон регулирования угла зависит от схемы коммутатора. Применение нашли диодные и транзисторные коммутаторы.

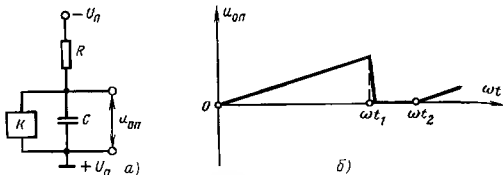


Рис. 3.9.

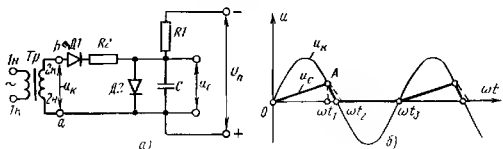


Рис. 3.10.

Наиболее простая схема диодного коммутатора приведена на рис. 3.10, а. Здесь напряжение u_k (коммутирующее напряжение) представляет собой обычное синусоидальное напряжение, снимаемое со вторичной обмотки трансформатора Tr . В положительный полупериод напряжения u_k , когда точка a имеет положительный потенциал по отношению к точке b , диод $D2$ закрыт, и под действием постоянного напряжения U_n конденсатор C будет заряжаться по цепи $+U_n, C, R1, -U_n$. Напряжение U_n выбирается больше амплитудного значения u_k , а параметры $R1$ и C — такими, чтобы за время одного полупериода коммутирующего напряжения u_k напряжение на конденсаторе u_c достигало

значения, значительно меньшего $U_{\text{п}}$. Поэтому заряд конденсатора будет происходить по закону, который можно считать близким к линейному (рис. 3.10,б). В момент времени ωt_1 напряжение на конденсаторе (в точке А) будет равно по напряжению $u_{\text{к}}$. С этого момента образуется дополнительная цепь протекания тока: $+U_{\text{п}}$, вторичная обмотка Tr , $D1$, $R2$, $R1$, $-U_{\text{п}}$. Напряжение на конденсаторе из-за уменьшения $u_{\text{к}}$ будет уменьшаться. Если бы конденсатор мог разряжаться мгновенно, то в этом случае напряжение $u_{\text{с}}$ изменялось бы так же, как и $u_{\text{к}}$. Практически же напряжение на конденсаторе будет изменяться медленнее (на рис. 3.10,б показано штриховой линией). В момент времени ωt_2 напряжение $u_{\text{к}}$ изменит знак и диод $D2$ откроется. Под действием напряжения $u_{\text{к}}$ будет протекать ток по цепи: вторичная обмотка Tr , $D1$, $R2$, $D2$, вторичная обмотка Tr . Резистор $R2$ служит для ограничения тока в этом полупериоде. Напряжение на конденсаторе в указанном полупериоде равно по значению малому падению напряжения на диоде $D2$. Можно считать, что $u_{\text{с}} \approx 0$. В момент времени ωt_3 коммутирующее напряжение снова поменяет свой знак, диод $D2$ закроется, конденсатор C начнет заряжаться и т.д.

В рассмотренной схеме диодного коммутатора длительность рабочего участка пилы OA практически не может быть больше 160° . Это означает, что и диапазон регулирования угла α тоже составляет 160° . Начало пилы, как это следует из рассмотрения схемы, однозначно зависит от фазы напряжения $u_{\text{к}}$. Соответствующей фазировкой $u_{\text{к}}$ можно достигнуть желаемого расположения пилы по отношению к анодному напряжению тиристора.

В тех случаях, когда возникает необходимость увеличения диапазона регулирования угла α , применяют более сложную схему диодного коммутатора, представленную на рис. 3.11,а. В этом случае напряжение $u_{\text{к}}$ получается как результирующее от двух участков синусоидальных напряжений u_{2a} и u_{2c} , сдвинутых на 60° (рис. 3.11,б). Начало пилы определяется переходом напряжения u_{2a} через точку 0. В точке 1 кривой $u_{\text{к}}$ потенциал точки 2 схемы на рис. 3.11,а становится выше потенциала точки а и диод $D3$ закрыт. Поэтому $u_{\text{к}}$ обуславливается теперь напряжением u_{2c} (кривая $u_{\text{к}}$ показана на рис. 3.11,б сплошной линией). Пока

напряжение u_k положительно, диод $D2$ закрыт и конденсатор C заряжается. В точке 2 напряжение на конденсаторе u_c достигает значения напряжения u_k , после чего напряжение на конденсаторе начинает уменьшаться. После точки 3 диод $D2$ открыт и напряжение u_c равно падению напряжения на этом диоде. В точке 4 диод $D2$ закрывается, конденсатор снова начинает заряжаться и т. д. Недостатком диодных коммутаторов явля-

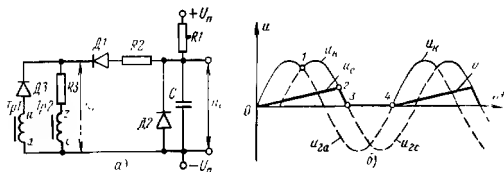


Рис. 3.11.

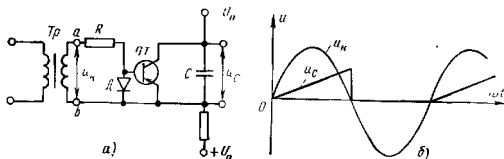


Рис. 3.12.

ется отсутствие точной синхронизации начала пилы из-за разброса значений прямого падения напряжения на диодах.

Схема транзисторного коммутатора приведена на рис. 3.12, а. В положительный полупериод коммутирующего напряжения u_k , когда $u_{ab} > 0$, транзистор $ПТ$ закрыт, и конденсатор C заряжается от источника постоянного напряжения u_n . При изменении знака u_k транзистор открывается и напряжение на конденсаторе C становится равным падению напряжения на переходе эмиттер—коллектор транзистора. В течение всего отрицательного полупериода u_k транзистор $ПТ$ открыт.

Напряжение на конденсаторе близко к нулю. В следующий положительный полупериод транзистор снова закрывается и т. д. Форма пилы в этой схеме показана на рис. 3.12, б.

Входное устройство. Чаще всего в качестве входного устройства используется эмиттерный повторитель, схемы которого приведены на рис. 3.13. Эмиттерный повторитель (ЭП) преобразует сигнал на его входе в

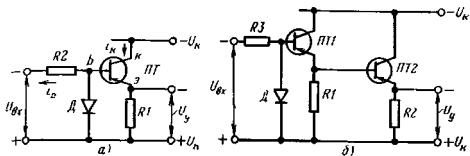


Рис. 3.13.

сигнал U_y значительно большей мощности. В результате этого при наличии ЭП для управления тиристорным преобразователем требуется очень малая мощность входного сигнала. При протекании тока i_b через переход эмиттер-база транзистора PT (рис. 3.13, а) за счет входного сигнала $U_{вх}$ транзистор открывается и по цепи $+U_k, R1$ эмиттер-коллектор, $-U_k$ протекает ток i_k в $h_{21э}$ раз больший тока i_b , где $h_{21э}$ — коэффициент передачи транзистора. При этом $U_y = i_k R1$. Если коэффициента передачи одного транзистора недостаточно, то применяют схему с транзисторами $PT1$ и $PT2$ (рис. 3.13, б). В такой схеме ток, усиленный транзистором $PT1$, дополнительно усиливается транзистором $PT2$, а общий коэффициент передачи $h_{21э} = h_{21э1} h_{21э2}$. В результате общий коэффициент передачи тока может быть очень большим (до нескольких тысяч).

Нуль-орган. На входе нуль-органа сравниваются опорное напряжение с напряжением управления, а иногда еще и с напряжением смещения. В момент равенства этих напряжений нуль-орган срабатывает и формирует короткий импульс. Чаще всего в качестве нуль-органа используют: 1) схемы на одном или двух транзисторах, работающих в ключевом режиме; 2) блокинг-генератор, работающий в ждущем режиме.

Схема нуля-органа на одном транзисторе приведена на рис. 3.14. Пока напряжение управления U_y остается больше опорного напряжения $u_{оп}$ и потенциал точки a положителен по отношению к потенциалу точки b транзистор $ПТ$ закрыт, так как база транзистора имеет положительный потенциал по отношению к эмиттеру. В этом случае напряжение на резисторе $R2$ равно нулю, равно нулю и напряжение $u_{вых}$. Когда напряжение $u_{оп}$ на малое значение станет больше U_y (практически при

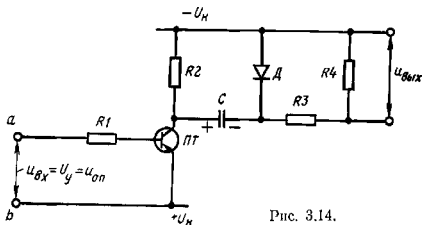


Рис. 3.14.

$u_{оп} = U_y$), транзистор откроется и все напряжение U_k будет приложено к $R2$. Конденсатор C начнет заряжаться по цепи $+U_k, C, R3, R4, -U_k$. Через некоторое время напряжение на конденсаторе C станет равным напряжению на резисторе $R2$, ток через резистор $R4$ прекратится. Таким образом, при открывании транзистора через резистор $R4$ кратковременно протекает импульс зарядного тока.

Напряжение, снимаемое с резистора $R4$, является выходным напряжением $u_{вых}$ нуля-органа. При закрывании транзистора конденсатор разряжается по цепи $R2, Д$ и напряжение на $R4$ остается практически равным нулю.

Для увеличения чувствительности применяют схему нуля-органа на двух транзисторах, представленную на рис. 3.15. Здесь входной сигнал $u_{вх}$ представляет собой разность напряжения управления и опорного напряжения и подается на переход база-эмиттер транзистора $ПТ1$. В этой схеме при $u_{вх} < 0$ транзистор $ПТ1$ открыт за счет того, что протекает ток по цепи $+U_k, \text{эмиттер} - \text{база } ПТ1, R1, -U_k$. В свою очередь, транзистор $ПТ2$

закрывает благодаря тому, что его база имеет положительный потенциал по отношению к эмиттеру за счет напряжения смещения $U_{см}$, подаваемого на базу транзистора $ПТ2$ через резистор $R7$. При определенном очень малом входном напряжении, положительном относительно эмиттера $ПТ1$, этот транзистор закрывается, что приводит к изменению потенциала базы транзистора $ПТ2$ и к его открыванию. При открывании транзистора $ПТ2$ так же, как и в предыдущей схеме, формируется короткий импульс напряжения, снимаемый с резистора $R4$.

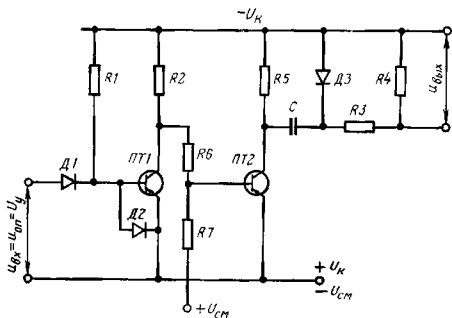


Рис. 3.15.

В схемах импульсно-фазового управления в качестве нуль-органа часто используется блокинг-генератор, схема которого приведена на рис. 3.16. Блокинг-генератор работает в ждущем режиме. При $U_y > U_{оп}$, как и в схеме на рис. 3.14, транзистор $ПТ$ закрыт. В цепь коллектора включена первичная обмотка трансформатора $Тр$. При $U_{вх} = 0$ транзистор приоткрывается и часть коллекторного напряжения U_k прикладывается к обмотке $1н — 1к$, вследствие чего во вторичных обмотках трансформатора $2н — 2к$ и $3н — 3к$ индуцируются э. д. с. Появление напряжения на обмотке $2н — 2к$ увеличивает ток через переход эмиттер — база транзистора и еще больше приоткрывает его. Это, в свою очередь, ведет к повышению напряжения на обмотке $1н — 1к$, росту на-

пряжения на обмотке $2н—2к$, еще большему открытию транзистора и т. д. В результате происходит лавиннообразное открывание транзистора $ПТ$. Ток в обмотке трансформатора $1н—1к$ быстро нарастает до установившегося значения, определяемого сопротивлением $R2$. В установившемся режиме, когда по обмотке $1н—1к$ протекает постоянный ток, на вторичных обмотках напряжение равно нулю.

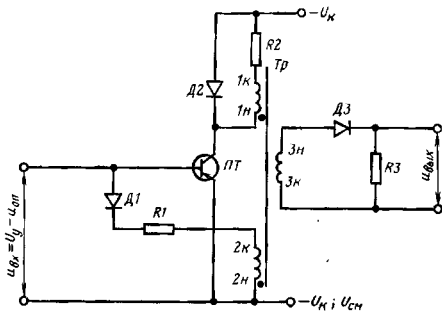


Рис. 3.16.

Таким образом, напряжение на обмотках трансформатора имеет вид коротких импульсов, длительность переднего фронта которых очень мала и не превышает, как правило, 10—15 мкс. Транзистор $ПТ$ закрывается при изменении полярности напряжения на входе. Диод $Д1$ исключает влияние обмотки $2н—2к$ при закрывании транзистора и обеспечивает тем самым ждущий режим блокинг-генератора. Диод $Д2$ играет роль разрядного вентиля для обмотки $1н—1к$ при закрывании транзистора. Вторичная обмотка трансформатора $3н—3к$ несет функцию выходной обмотки блокинг-генератора. Импульс выходного напряжения $U_{вых}$ снимается с резистора $R3$. Благодаря диоду $Д3$ напряжение на резисторе $R3$ при спадании тока в обмотке трансформатора $1н—1к$ равно нулю.

В качестве специального сравнивающего узла нуля-органа может быть использована схема на рис. 3.17, в которой применен операционный усилитель $У$ на интегральной микросхеме К1УТ401. Ноль-орган, выполненный с операционным усилителем, обладает высокой чувствительностью. Напряжение на резисторе $R3$ изменяется от 0 до максимального значения при разности напряжений $U_y - U_{ол} \approx 0,001$ В. Далее напряжение на резисторе $R3$ преобразуется в кратковременный импульс напряжения $u_{вых}$, как и в предыдущих схемах.

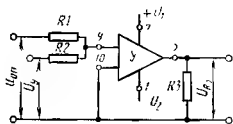


Рис. 3.17.

Формирователь импульсов. Формирователь импульсов предназначен для усиления выходного импульса

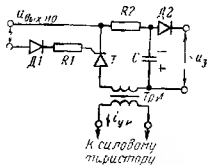


Рис. 3.18.

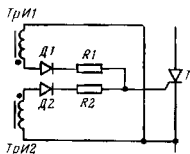


Рис. 3.19.

нуль-органа $u_{выхно}$ гальванической развязки схемы управления с силовой цепью и размножения импульсов при групповом соединении тиристоров. Наибольшее распространение нашел тиристорный формирователь импульсов, схема которого приведена на рис. 3.18. Конденсатор C заряжается по цепи задающее напряжение u_a , C , $D2$. Вспомогательный тиристор T открывается импульсом напряжения, снимаемым с выхода нуля-органа. С момента открытия тиристора конденсатор разряжается по цепи C , первичная обмотка импульсного трансформатора $TrИ$, T , $R2$, C . Параметры этой цепи подбирают таким образом, чтобы по первичной обмотке импульсного трансформатора $TrИ$ протекал кратко-

временно мощный импульс тока. В результате во вторичной обмотке трансформатора индуцируется требуемый короткий импульс тока $i_{уп}$, который и используется для управления силовым тиристором. В случае параллельного или последовательного соединения тиристоров трансформатор *ТрИ* может иметь несколько выходных обмоток.

Включение управляющего электрода силового тиристора показано на рис. 3.19. На схеме приняты обозначения: *ТрИ1* и *ТрИ2* — выходные обмотки импульсных трансформаторов двух каналов СИФУ — своего и последующего. Такое включение необходимо, как уже упоминалось, в трехфазной мостовой схеме выпрямления для получения сдвоенных импульсов, сдвинутых на 60° . Дiodы *Д1* и *Д2* не пропускают на управляющий электрод тиристора *Т* отрицательные импульсы.

В ряде случаев функции формирователя импульсов выполняет непосредственно нуль-орган, например при использовании блокинг-генератора по схеме на рис. 3.16.

3.4. ПРИМЕР ВЫПОЛНЕНИЯ СИСТЕМЫ ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВОГО УПРАВЛЕНИЯ

В качестве примера рассмотрим СИФУ тиристорных преобразователей серии КТУ, изготавливаемых Таллинским электротехническим заводом им. М. И. Калинина и предназначенных для управления электродвигателями постоянного тока, возбуждения электрических машин постоянного тока, возбуждения синхронных машин, а также для питания цеховых сетей постоянного тока.

Система импульсно-фазового управления обеспечивает диапазон регулирования угла до 210° , асимметрию импульсов не более $1,5^\circ$, длительность импульса не менее 450 мкс, амплитуду импульса не менее 20 В, длительность переднего фронта импульса не более 15 мкс. Коэффициент передачи СИФУ составляет $9^\circ/\text{В}$, т. е. при изменении напряжения управления на 1 В угол α изменяется на 9° .

Схема СИФУ представлена на рис. 3.20 (для одного канала). Система работает по принципу вертикального управления с пилообразным опорным напряжением. В качестве генератора опорного напряжения *ГОН* используется генератор с зарядом емкости от источника постоянного напряжения U_n и диодным коммутатором

с расширенным диапазоном, который был подробно рассмотрен ранее (см. рис. 3.11). Напряжение управления U_y снимается с выхода ЭП, который на схеме не показан. Опорное напряжение $U_{оп}$ и напряжение управления U_y подаются на вход нуля-органа НО, выполненного на транзисторах $ПТ1$ и $ПТ2$ (по схеме на рис. 3.15). При $U_{оп} < U_y$ транзистор $ПТ1$ открыт вследствие протекания тока через переход эмиттер — база по цепи $+U_k$, эмиттер — база, $R6$, $-U_k$. При открытом транзисторе $ПТ1$

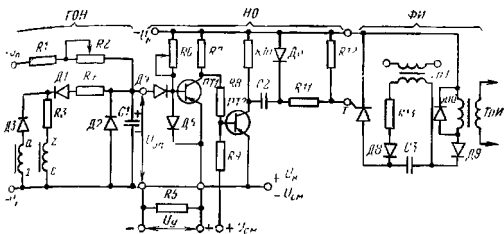


Рис. 3.20.

транзистор $ПТ2$ закрыт за счет смещения, подаваемого на его базу через резистор $R9$.

Зависимость выходного напряжения ЭП $U_{оп} = U_y$ от напряжения на его входе показана на рис. 3.21. Входное напряжение ЭП $U_{вх.эп}$ представляет собой алгебраическую сумму напряжения смещения $U'_{см}$ и внешнего напряжения управления U_y , т. е. $U_{вх.эп} = U'_{см} \pm U_y$. Напряжение $U'_{см}$ выбирается из условия получения необходимой начальной фазировки. Так, например, можно получить, что при $U_y = 0$ угол регулирования α будет равен 90° . Регулирование напряжения $U'_{см}$ дает возможность плавно изменять начальную фазировку. Кроме того, в СИФУ предусмотрена возможность изменения начальной фазы выходных импульсов ступенями через 30° фазировкой напряжения трансформатора, питающего диодный коммутатор.

Напряжению управления $U_y = 0$ на выходе ЭП соответствует напряжение $U_{э.по}$ (рис. 3.21). При пода-

че на вход ЭП напряжения управления $U'_{y.n}$ с пол. р. ностью, согласной с U'_{cm} , напряжение $U_{э.п}$ возрастает. В схеме ЭП предусмотрено ограничение максимального значения $U_{э.п}$ на уровне $U_{э.п max}$. При подаче на вход ЭП напряжения управления $U'_{y.в}$ обратной полярности напряжение $U_{э.п}$ будет уменьшаться. При этом предусмотрено также ограничение минимального значения напряжения ЭП на уровне $U_{э.п min}$.

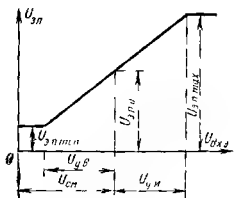


Рис. 3.21.

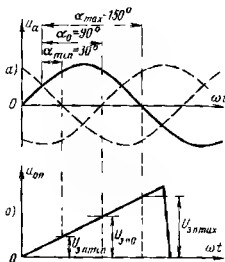


Рис. 3.22.

На рис. 3.22, а, б показаны временные диаграммы, иллюстрирующие работу СИФУ. Здесь приведены кривая анодного напряжения тиристора u_a (рис. 3.22, а) и кривая опорного напряжения $u_{оп}$ (рис. 3.22, б). Управляющий импульс формируется в момент равенства напряжений $u_{оп}$ и $U_{э.п}$. При указанной фазировке, если напряжение $U'_{y.н}$ на входе ЭП равно нулю, выходное напряжение его $U_{э.п} = U_{э.п0}$, и управляющий импульс будет формироваться в момент времени, соответствующий углу $\alpha_0 = 90^\circ$.

В эмиттерном повторителе предусмотрена возможность изменения уровней $U_{э.п max}$ и $U_{э.п min}$, что позволяет изменять максимальный угол в инверторном режиме α_{max} и минимальный угол α_{min} в выпрямительном режиме. На рис. 3.22 рассмотрен случай, когда напряжение на выходе ЭП ограничено так, что угол α может изменяться в пределах $30^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ$.

Импульс напряжения, формируемый нуль-органом,

снимается с резистора $R12$ (см. рис. 3. 20) и подается на управляющий электрод вспомогательного тиристора T тиристорного формирователя импульсов $\Phi И$ (его часто называют генератором импульсов). Работа такого генератора импульсов была рассмотрена в § 3.3. Выходной импульс снимается со вторичной обмотки импульсного трансформатора $ТрИ$ и поступает на силовой тиристор.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ С ПЕРЕВЕРСИВНЫМИ ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

4.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

В регулируемом вентильном электроприводе, как правило, применяется двигатель постоянного тока с независимым возбуждением. Управление таким двигателем может осуществляться двумя способами: путем изменения напряжения, подаваемого на обмотку якоря, или изменения напряжения в цепи обмотки возбуждения.

Если для питания якорной цепи двигателя используется преобразователь с комплектом вентилей, обеспечивающим протекание тока в этой цепи только в одном направлении, то при постоянном потоке возбуждения направление момента, развиваемого двигателем, будет неизменным, так как момент определяется выражением

$$M = k\Phi I, \quad (4.1)$$

где Φ — поток обмотки возбуждения; I — ток якорной цепи; k — конструктивная постоянная, характеризующая данный двигатель.

Преобразователь с одним таким комплектом (группой) вентилей называют нереверсивным преобразователем, имея в виду невозможность реверса тока в нагрузке (в данном случае в якорной цепи), а электропривод соответственно называют нереверсивным электроприводом из-за постоянного направления момента двигателя.

Принципиальная схема электропривода показана на рис. 4.1, а. Здесь $ВП$ — нереверсивный вентильный преобразователь, который может быть собран по любой схеме выпрямления; M — якорь двигателя; $ОВ$ — обмотка воз-

буждения двигателя, питающаяся либо от сети постоянного тока, либо от отдельного вентиляльного преобразователя. Следует отметить, что направление вращения двигателя в нереверсивном электроприводе может изменяться на противоположное, если на валу двигателя действует активный момент нагрузки, способный разогнать двигатель в эту сторону.

Изменение направления тока в якоре двигателя достигается при использовании для питания якорной цепи

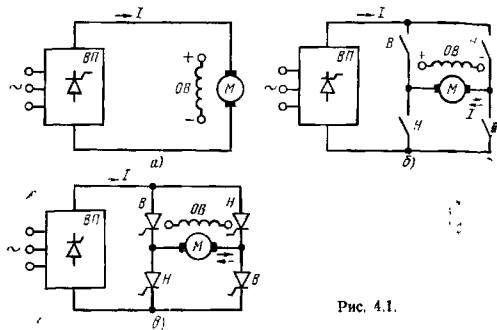


Рис. 4.1.

нереверсивного преобразователя только применением специального реверсора, который может быть как контактным (рис. 4.1, б), так и бесконтактным (рис. 4.1, в). В схеме на рис. 4.1, б направление тока зависит от того, какие контакты замкнуты: В или Н. В схеме на рис. 4.1, в для одного направления тока открывают тиристоры В и закрывают тиристоры Н, а для другого направления тока открывают тиристоры Н и закрывают тиристоры В. Изменить направление момента двигателя можно также путем реверсирования тока возбуждения, т. е. магнитного потока двигателя. С этой целью обмотка возбуждения подключается к источнику питания при помощи реверсора (по аналогии со схемой на рис. 4.1, б или в).

Регулируя с помощью управляемого (тиристорного) преобразователя напряжение якорной цепи двигателя

при номинальном потоке возбуждения Φ_n , можно регулировать угловую скорость двигателя ω в пределах от нуля до номинальной ω_n . Если при постоянном напряжении якорной цепи, равном номинальному значению U_n , уменьшать поток возбуждения двигателя по сравнению с номинальным, то угловая скорость двигателя регулируется в диапазоне от ω_n до максимальной $\omega_{\max}$, допустимой для данного двигателя.

В тех случаях, когда требуется обеспечить работу двигателя при скоростях ниже номинальной, а также при скоростях, превышающих ее, обычно используют двухзонное регулирование угловой скорости: в первой зоне при номинальном потоке возбуждения изменяется напряжение якорной цепи, во второй зоне при номинальном напряжении якорной цепи изменяется значение потока возбуждения двигателя, например, за счет управления напряжением тиристорного преобразователя, питающего обмотку возбуждения.

4.2. ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ С ПИТАНИЕМ ЯКОРЯ ДВИГАТЕЛЯ ОТ НЕРЕВЕРСИВНОГО ВЕНТИЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Рассмотрим свойства электропривода с нереверсивным тиристорным преобразователем $ТП$, выполненным, вообще говоря, по любой схеме выпрямления, например по трехфазной мостовой схеме (рис. 4.2). Подобного рода электропривод часто называют нереверсивным тиристорным электроприводом.

В якорной цепи двигателя взаимодействуют э. д. с. преобразователя E_n (среднее значение выпрямленной э. д. с.) и э. д. с. двигателя E , которая определяется потоком Φ и угловой скоростью двигателя ω :

$$E = k\Phi\omega, \quad (4.2)$$

где k — конструктивная постоянная двигателя, та же, что и в (4.1).

Силовая цепь постоянного тока, включающая преобразователь и якорную цепь двигателя, может быть представлена в установившихся режимах схемой замещения на рис. 4.3. На этой схеме R_n — внутреннее сопротивление преобразователя, характеризующее уменьшение среднего значения выпрямленного напряжения с ростом тока нагрузки; R_d — сопротивление якорной цепи двигателя, включающее в себя сопротивление сглаживающего дрос-

селя CD ; ΔU — падение напряжения в вентилях (им мож-
но пренебречь).

Показанное на рис. 4.3 направление э. д. с. преоб-
разователя $E_n = E_d$ соответствует работе преобразователя в
выпрямительном режиме ($E_n > 0$), а направление э. д. с.
двигателя E — работе его в двигательном режиме ($E >$
 > 0).

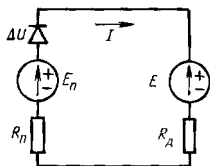
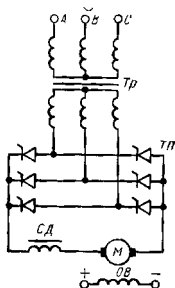


Рис. 4.3.

Рис. 4.2.

Среднее значение тока якорной цепи при условии, что
 $E_n > E$, определяется выражением

$$I = (E_n - E) / (R_n + R_d). \quad (4.3)$$

Если $E_n \leq E$, ток в якорной цепи протекать не будет,
так как тиристоры не пропускают его в обратном направ-
лении.

Рассмотрим механические характеристики электро-
привода. Механической характеристикой называют за-
висимость, связывающую скорость и момент двигателя
при работе в установившемся режиме, когда скорость и
момент во времени неизменны. Уравнение механической
характеристики может быть получено из (4.3), если в
него вместо тока I подставить согласно (4.1) выражение
 $M / (k\Phi)$, а вместо э. д. с. — выражение (4.2).

Получим:

$$\omega = E_n / (k\Phi) - M (R_n + R_d) / (k\Phi)^2. \quad (4.4)$$

Согласно уравнению (4.4) на рис. 4.4 построено се-
мейство механических характеристик непереворачиваемого ти-

ристорного электропривода, соответствующих различным постоянным значениям э. д. с. преобразователя ($E_{п1} > E_{п2} > 0 > E_{п3} > E_{п4}$) при $\Phi = \Phi_n$. Эти характеристики (сплошные линии) представляются прямыми, расположенными с одинаковым наклоном по отношению к оси моментов.

Если значение механической мощности $P_{мех} = M\omega$, вырабатываемой двигателем, положительно, он работает в двигательном режиме, а если отрицательно — в тормозном (генераторном). Таким образом, участки механических характеристик, расположенные в квадранте I координатной плоскости, относятся к двигательному режиму, а расположенные в квадранте IV — к генераторному. Преобразователь работает в выпрямительном режиме, отдавая электроэнергию в цепь постоянного тока, если $E_{п} > 0$, и в инверторном режиме, забирая энергию из цепи постоянного тока, если $E_{п} < 0$. В последнем случае двигатель работает в рекуперативном режиме.

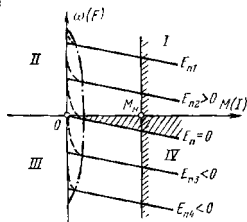


Рис. 4.4.

Заштрихованная область в квадранте IV (при $E_{п} > 0$) относится к режиму противовключения. В этом случае двигатель работает в генераторном режиме, преобразователь — в выпрямительном, а вырабатываемая им электроэнергия постоянного тока расходуется на нагрев сопротивлений якорной цепи. При $E_{п} = 0$ механическая характеристика проходит через начало координат и соответствует режиму динамического торможения.

Если двигатель длительно работает с постоянной нагрузкой на любой из характеристик, ток в обмотке якоря по условиям нагрева не должен превышать номинального значения I_n . Если считать, что условия охлаждения мало меняются при изменении скорости, двигатель, работая с номинальным потоком Φ_n , может длительно обеспечить максимальный момент, равный номинальному, т. е. $M_{дл. max} = k\Phi_n I_n = M_n$. Поэтому регулирование скорости двигателя за счет изменения напряжения якорной цепи

называют регулированием с постоянным (допустимым) моментом.

При рассмотрении механических характеристик предполагалось, что преобразователь всегда работает в режиме непрерывного выпрямленного тока (тока якорной цепи) — см. диаграмму тока на рис. 4.5, а. Фактически же при малых моментах нагрузки на валу двигателя в кривой выпрямленного тока i появляются разрывы и ток становится прерывистым (рис. 4.5, в). Рисунок 4.5, б относится к граничному случаю.

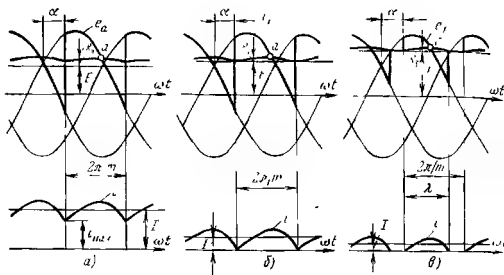


Рис. 4.5.

Выясним, какова природа прерывистого тока и как он влияет на форму механических характеристик двигателя.

Цепь выпрямленного тока содержит активные сопротивления R_d (якорной цепи двигателя и сглаживающего дросселя) и $R_{тр}$ (трансформатора), а также соответствующие индуктивности L_d и $L_{тр}$. Пренебрежем для простоты значениями $R_{тр}$ и $L_{тр}$. Тогда кривая мгновенных значений выпрямленного напряжения u_d на выходе преобразователя будет определяться отрезками синусоид фазовых э. д. с. трансформатора (рис. 4.5, а—в), т. е. $u_d = e_d$.

При указанных допущениях на участке работы одного вентилля преобразователя для цепи выпрямленного тока справедливо следующее уравнение электрического рав-

новесия:

$$e_d - E = iR_d + L_d \frac{di}{dt}, \quad (4.5)$$

где E — э. д. с. якоря, которую за время работы одного вентиля можно считать постоянной; di/dt — скорость изменения мгновенного значения выпрямленного тока; $L_d \frac{di}{dt}$ — э. д. с. самоиндукции, наводимая в обмотках якоря двигателя и сглаживающего дросселя.

В соответствии с уравнением (4.5) на рис. 4.5, а — построены диаграммы изменения во времени тока и напряжений силовой цепи преобразователь — двигатель.

В режиме непрерывного тока (рис. 4.5, а) после открывания очередного вентиля он воспринимает весь ток нагрузки $i_{\text{нач}}$, поскольку $e_d > E$. Далее ток i возрастает до тех пор, пока e_d станет больше суммы $E + iR_d$. При этом $di/dt > 0$, а э. д. с. самоиндукции направлена навстречу току и определяется согласно уравнению (4.5) как

$$L_d \frac{di}{dt} = e_d - E - iR_d.$$

По мере уменьшения разницы между e_d и E скорость возрастания тока di/dt и э. д. с. самоиндукции уменьшаются и становятся равными нулю в точке a , в которой $e_d = E + iR_d$. Начиная с этой точки $e_d < E + iR_d$, а затем $e_d < E$. Следовательно, после точки a ток i будет уменьшаться и $di/dt < 0$, но при этом э. д. с. самоиндукции изменит свой знак и, складываясь с e_d , обеспечит протекание тока в прежнем направлении, поскольку $(e_d + L_d \frac{di}{dt}) >$

$> E$. При больших значениях момента нагрузки на валу двигателя, т. е. при больших средних значениях I выпрямленного тока, электромагнитной энергии, запасенной в индуктивности L_d при $di/dt > 0$, оказывается достаточно для того, чтобы при отдаче этой энергии на участке $di/dt < 0$ сохранить к концу интервала проводимости вентиля $(2\pi/m)$ значение тока $i = i_{\text{нач}}$. Затем вступит в работу следующий вентиль и т. д.

С уменьшением нагрузки двигателя угловая скорость его и э. д. с. E возрастают, а средний ток I и значение $i_{\text{нач}}$ уменьшаются. Наконец, при токе $I = I_{\text{гр}}$ наступает такой режим, когда длительность протекания тока через вентиль по-прежнему остается равной $2\pi/m$; но в начале

и в конце интервала проводимости $i=0$. Такой режим называется граничным (рис. 4.5, б).

В режиме непрерывного тока среднее значение выпрямленной э. д. с. E_n определяется при $\alpha = \text{const}$, как было показано в гл. 2, выражением

$$E_n = E_d = E_{d0} \cos \alpha. \quad (4.6)$$

Дальнейшее уменьшение нагрузки на валу двигателя приводит к тому, что скорость и э. д. с. E двигателя при том же значении α еще более возрастают, а ток I становится меньше $I_{\text{гр}}$. В этом случае электромагнитной энергии, запасаемой в индуктивности L_d при $di/dt > 0$, будет недостаточно для поддержания тока в течение всего интервала $2\pi/m$, и ток i принимает нулевое значение раньше, чем откроется очередной клапан (рис. 4.5, в). Ток становится прерывистым. В этом режиме в течение промежутка $2\pi/m - \lambda$ ток равен нулю. При этом напряжение на выходе преобразователя равно э. д. с. двигателя E , а вращение двигателя поддерживается за счет энергии, запасенной в движущихся массах привода.

Влияние режима прерывистого тока сводится к увеличению среднего значения выпрямленного напряжения на нагрузке по сравнению с режимом непрерывного тока. При уменьшении тока нагрузки э. д. с. двигателя стремится к максимальному значению выпрямленной э. д. с. $E_{d\text{max}}$, которая зависит от угла регулирования α . Похожий эффект повышения выпрямленного напряжения при малых нагрузках возникает при включении конденсаторного фильтра на выход выпрямителя. В режиме прерывистого тока двигатель ведет себя как конденсатор, запасая энергию на участках, где протекает ток, и расходуя ее, когда ток равен нулю. Механические характеристики двигателя, работающего в режиме прерывистого тока, показаны на рис. 4.4 штриховыми линиями.

Ширина зоны прерывистых токов (граница ее показана на рис. 4.4 штрихпунктирной линией), т. е. значение $I_{\text{гр}}$, зависит от суммарной индуктивности цепи выпрямленного тока $L_d + L_{\text{тр}}$ и угла α :

$$I_{\text{гр}} = \frac{E_{d0} \sin \alpha}{\omega (L_d + L_{\text{тр}})} \left(1 - \frac{\pi}{m} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{m} \right). \quad (4.7)$$

Обычно благодаря наличию сглаживающего дросселя зона прерывистых токов, особенно для многофазных

схем выпрямления, достаточно мала. В большинстве случаев значение $I_{гр\max}$ при $\alpha=90^\circ$ меньше, чем минимальный ток $I_{\min}$ эксплуатационной нагрузки двигателя.

При питании якорной цепи двигателя от управляемого преобразователя можно осуществить плавный пуск двигателя с ограничением пускового тока $I_{пук}$. Для этого выпрямленная э. д. с. преобразователя $E_{п}$ должна нарастать с нуля постепенно по мере того, как в процессе разгона увеличивается э. д. с. E двигателя. С этой целью при пуске угол регулирования α плавно уменьшается во времени от 90° до значения $\alpha_{уст}$, соответствующего установленной скорости двигателя. Ток якоря, зависящий от разности $E_{п}-E$, будет поддерживаться на заданном уровне при надлежащем выборе темпа роста э. д. с. преобразователя.

Остановка двигателя с использованием электрического торможения в данной системе электропривода затруднена, так как ток якоря может протекать только в одну сторону, и, следовательно, при постоянном потоке возбуждения нельзя осуществить изменение направления момента двигателя, для того чтобы быстро остановить двигатель. Поэтому при необходимости обеспечения электрического торможения якорь двигателя обычно отключают от преобразователя и замыкают на резистор, осуществляя динамическое торможение. В схеме, приведенной на рис. 4.6, а, отключение двигателя от преобразователя производится контактором $КЛ$, причем сначала закрываются тиристоры преобразователя путем снятия с них управляющих импульсов. Таким образом, обеспечивается бестоковое отключение контактора $КЛ$. Затем включается контактор $КДТ$, замыкая якорь на резистор $R_{дт}$. Двигатель работает как генератор, отдавая электрическую энергию резистору и создавая тормозной момент, так как направление тока в якоре меняется на про-

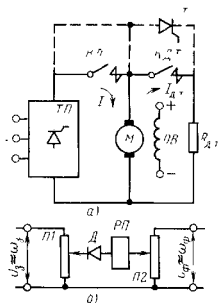


Рис. 4.6.

тивоположное по сравнению с двигательным режим.

Вместо контактора *КДТ* можно применить тиристор *T* и исключить из схемы контактор *КЛ* (соответствующие участки силовой цепи для этого случая показаны на рис. 4.6, *а* штриховыми линиями). После подачи команды на торможение закрываются тиристоры преобразователя и одним импульсом открывается тиристор *T*. Он пропускает тормозной ток вплоть до остановки двигателя, когда ток спадает до нуля, и затем остается закрытым до следующего торможения.

Можно также применить автоматическое электрическое подтормаживание двигателя при уменьшении уставки скорости. Схема простейшего устройства, вводимого в систему управления приводом, показана на рис. 4.6, *б*. Здесь *РП* — маломощное чувствительное реле, катушка которого через диод *Д* подключена к потенциометрам *П1* и *П2*. На потенциометр *П1* подается задающее напряжение U_z , пропорциональное уставке частоты ω_z , на потенциометр *П2* — напряжение U_ϕ , пропорциональное фактическому значению скорости двигателя ω_ϕ (от датчика скорости). Если $\omega_z > \omega_\phi$, т. е. $U_z > U_\phi$, реле *РП* не включено. При изменении уставки в сторону уменьшения скорости ω_z станет меньше ω_ϕ , т. е. $U_z < U_\phi$, и реле *РП* включится, давая команду на динамическое торможение. Когда угловая скорость двигателя снизится до значения, несколько меньшего новой уставки, реле *РП* отключится, поскольку $U'_\phi < U'_z$. Тем самым подается команда на восстановление двигательного режима работы. При этом отключается контактор *КДТ* (или закрывается тиристор *T*), включается контактор *КЛ* и подаются открывающие импульсы на тиристоры преобразователя. Преобразователь вновь будет работать в выпрямительном режиме, но при меньшем значении выпрямленного напряжения соответственно новой уставке скорости. Отметим, что в случае применения тормозного тиристора предусматриваются специальные меры для принудительного закрывания его при восстановлении двигательного режима работы привода.

Наряду с тиристорными преобразователями для питания якорной цепи двигателя постоянного тока используются неуправляемые преобразователи. Неуправляемые преобразователи не позволяют регулировать напряжение питания якорной цепи, и поэтому нельзя осуществить плавный разгон двигателя за счет постепенного увеличе-

ния напряжения преобразователя. Пуск двигателя осуществляется при полном напряжении неуправляемого преобразователя *НВП*, причем пусковой ток ограничивается путем введения сопротивлений в якорную цепь (рис. 4.7). В данной схеме при пуске вначале включается контактор *КЛ* и двигатель начинает разгоняться при полном сопротивлении якорной цепи $R_d + R_1 + R_2$. По мере разгона двигателя растет его э. д. с., ток якоря уменьшается и в заданный момент времени включается контактор *КУ1*, закорачивая сопротивление *R1*. Далее двигатель разгоняется при сопротивлении якорной цепи $R_d + R_2$ и, наконец, после включения контактора *КУ2* выходит на естественную характеристику.

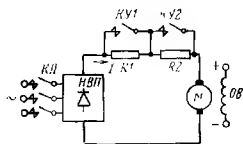


Рис. 4.7.

Регулирование скорости в электроприводе с

нерегулируемым источником напряжения якорной цепи можно осуществить, воздействуя на поток возбуждения двигателя.

4.3. ЭЛЕКТРОПРИВОД С ПИТАНИЕМ ОБМОТКИ ВОЗБУЖДЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯ ОТ НЕРЕВЕРСИВНОГО ВЕНТИЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Обмотка возбуждения двигателя *ОВ* подключается в данном случае к тиристорному преобразователю *ТПВ* (тиристорному возбудителю) — рис. 4.8. Питание якорной цепи двигателя может осуществляться как от неуправляемого вентильного преобразователя *НВП*, так и от тиристорного преобразователя *ТП*. Во втором варианте обеспечивается двухзонное регулирование скорости.

Обмотка возбуждения двигателя обладает электромагнитной инерцией. Поэтому изменение магнитного потока происходит постепенно даже при резких изменениях напряжения преобразователя, питающего цепь возбуждения. На рис. 4.9 показано, как изменяется поток двигателя Φ при ступенчатом увеличении и снижении напряжения u_b на обмотке возбуждения.

Мерой инерционности цепи возбуждения является постоянная времени обмотки возбуждения T_b . За время T_b после ступенчатого изменения напряжения в цепи воз-

буждения от U_{B1} до U_{B2} изменение потока составляет 63% полного изменения потока $\Phi_2 - \Phi_1$. Значение T_Φ для различных двигателей составляет обычно 0,2—5 с. Большие значения постоянной времени соответствуют мощным и тихоходным двигателям.

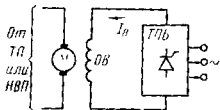


Рис. 48

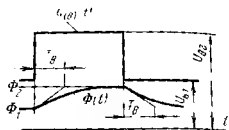


Рис 49

Ускорить изменение потока можно, применяя форсировку возбуждения (рис. 4.10), т. е. при увеличении потока, повышая по сравнению с установившимся режимом иа время переходного процесса напряжение преобразователя U_d , а при уменьшении потока — снижая это напряжение. Для того чтобы добиться максимального темпа изменения потока двигателя, при усилении поля преобразователь должен работать в выпрямительном режиме при минимальном угле α_{min} , а при ослаблении поля — в инверторном при максимальном угле α_{max} .

Во время увеличения потока обмотки возбуждения энергия, поступающая от преобразователя в цепь возбуждения, расходуется на увеличение энергии, запасаемой в магнитном поле обмотки возбуждения, и на потери в цепи возбуждения. При работе преобразователя в инверторном режиме поток обмотки возбуждения уменьшается и ток в цепи протекает за счет снижения запаса энергии магнитного поля под действием э. д. с. самоиндукции, возникающей в обмотке возбуждения при спадаании магнитного потока. Направления э. д. с. преобразователя E_{Π} и э. д. с. самоиндукции e_{ν} , наводимой в обмот-

ле возбуждения и прямо пропорциональной скорости изменения магнитного потока, показаны на схеме на рис. 4.11, а при усилении поля, а на схеме на рис. 4.11, б — при ослаблении поля.

Влияние потока Φ на механические характеристики двигателя видно из уравнения (4.4). На рис. 4.12 приведены механические характеристики при различных значениях и неизменном напряжении на якоре двигателя.

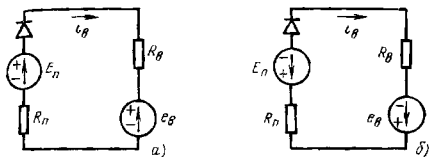


Рис. 4.11.

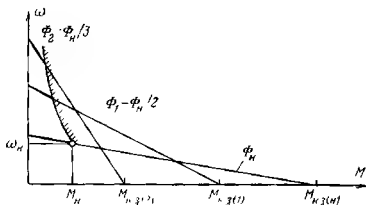


Рис 4.12.

Следует отметить, что при всех значениях потока по условиям нагрева длительно допускается прохождение тока якорной цепи, не превышающего номинального значения. Поэтому при ослаблении потока максимально допустимый момент, который двигатель может обеспечить при продолжительной работе с постоянной нагрузкой, зависит от потока:

$$M_{\text{дл max}} = k\Phi I_n = M_n \frac{\Phi}{\Phi_n}.$$

На рис 4.12 отмечена граница зоны, в которой двигатель может продолжительно работать при регулировании скорости за счет изменения потока возбуждения.

Максимальная мощность, которую может развивать двигатель при продолжительной работе с постоянной нагрузкой, для различных значений потока остается постоянной. Поэтому регулирование скорости за счет изменения поля двигателя называют регулированием с постоянной (допустимой) мощностью.

ГЛАВА ПЯТАЯ

ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ С ПЕРЕВЕРСИВНЫМИ ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

5.1. РЕВЕРСИВНЫЕ ВЕНТИЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Изменение направления момента двигателя, как уже указывалось в § 4.1, может быть получено при использовании одной группы вентилей за счет изменения направления потока возбуждения двигателя или изменения тока в цепи якоря двигателя с помощью реверсора. Инерционность обмотки возбуждения в первом случае и собственное время срабатывания контакторов реверсора во втором приводят к значительному увеличению времени реверса. Максимальное быстродействие при реверсе может быть достигнуто лишь при использовании реверсивного тиристорного преобразователя, обеспечивающего возможность протекания тока в якоре двигателя в обоих направлениях.

Из-за односторонней проводимости тириستоров реверсивный преобразователь можно получить, только применяя две нереверсивные группы вентилей. Каждая группа вентилей в этом случае используется на одно из двух возможных направлений тока.

На рис. 5.1 представлена упрощенная схема такого преобразователя с группами B и H , работающего на нагрузку, в качестве которой может быть использован как якорь двигателя, так и обмотка возбуждения. Группа вентилей B предназначена для создания тока в нагрузке в условном направлении «вперед» $i_{(B)}$, а группа вентилей H — для создания тока в условном направлении «назад» $i_{(H)}$. Каждая группа вентилей может быть собрана по любой из ранее рассмотренных симметричных схем выпрямления. Как видно из рис. 5.1, обе группы вентилей должны быть соединены между собой. По способу такого

соединения различают встречно-параллельные и перекрестные схемы.

Встречно-параллельная схема соединения групп при трехфазной нулевой схеме выпрямления представлена на рис. 5.2. В этом случае реверсивный преобразователь собран из двух нереверсивных групп вентилей (B и H), причем в группе B катоды тиристоров соединены в общую точку (будем называть такую группу катодной), а в группе H в общую точку соединены аноды тиристоров (будем называть такую группу анодной). Общие точки

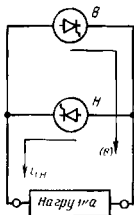


Рис 5.1.

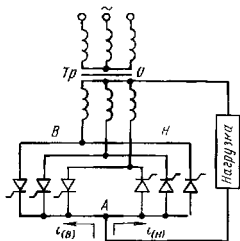


Рис. 5.2.

анодной и катодной групп соединены между собой. Питание групп B и H в этом случае чаще всего осуществляется от одного комплекта вторичных обмоток трансформатора Tr , а якорь двигателя (или другая нагрузка) включается между нулевой точкой трансформатора 0 и общей точкой анодной и катодной групп вентилей A . Напряжение на нагрузке, т. е. между точками 0 и A , будет иметь вид, представленный на рис. 5.3, $a—z$. Рисунок 5.3, a соответствует работе группы B в выпрямительном режиме с углом регулирования $\alpha_{B(B)}$. При этом среднее значение выпрямленной э. д. с. $e_{d(B)}$ равно $E_{B(a)}$ (следует указать, что здесь и далее в § 5.2 и 5.3 для упрощения изложения не учитывается падение напряжения в самом преобразователе, т. е. $u_d \approx e_d$).

На рис. 5.3, b показаны кривые $e_{d(B)}$ при работе группы B в инверторном режиме с углом $\alpha_{B(B)}$ и средним значением выпрямленной э. д. с. $E_{B(b)}$, на рис. 5.3, b и $z—$

кривые $e_{d(H)}$ при работе группы H в выпрямительном режиме с углом $\alpha_{b(H)}$ и в инверторном режиме с углом $\alpha_{H(H)}$.

Возможное питание каждой из групп при встречно-параллельной схеме и от отдельных вторичных обмоток одного трансформатора или от вторичных обмоток различных трансформаторов. Такие схемы изображены на рис. 5.4, а, б. Разумеется, наиболее целесообразным яв-

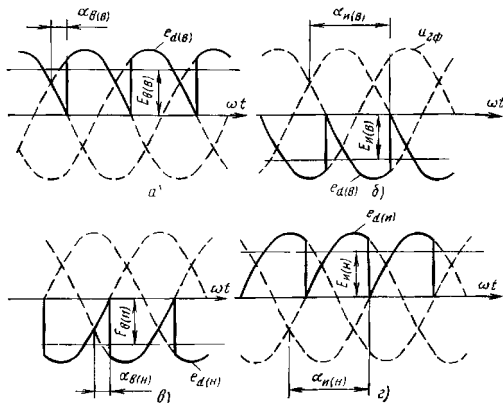


Рис. 5.3.

ляется питание обеих групп при встречно-параллельной схеме от одного комплекта вторичных обмоток.

Перекрестные схемы включения для трехфазных нулевых схем выпрямления показаны на рис. 5.5, а и б. В перекрестной схеме обе группы вентилей B и H имеют общие катоды (рис. 5.5, а) или общие аноды (рис. 5.5, б) и обязательно два комплекта вторичных обмоток трансформатора Tr . Общая точка каждой группы вентилей соединяется соответственно с нулевой точкой обмоток трансформатора, питающих другую группу, а нагрузка включается между общими точками вентилей.

Применение трехфазной нулевой перекрестной схемы может быть оправдано лишь тогда, когда по каким-либо причинам целесообразно использовать обе вентильные группы или с общими катодами, или с общими анодами. Так, применялись перекрестные схемы в реверсивных

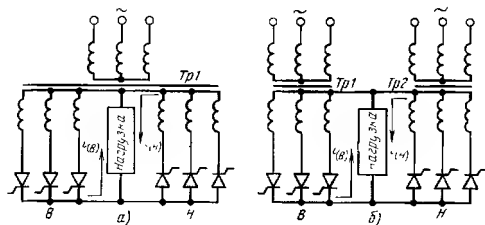


Рис. 5.4.

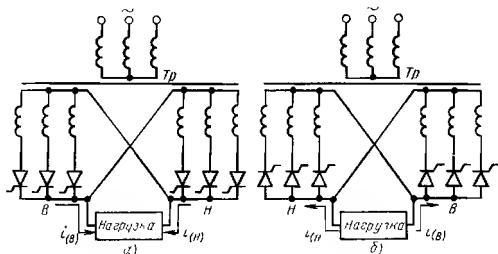


Рис. 5.5.

преобразователях с использованием многоанодных ртутных вентилей с общим катодом.

В случае трехфазных мостовых схем выпрямления также могут применяться как встречно-параллельная, так и перекрестная схемы, которые представлены соответственно на рис. 5.6, а и б.

Наибольшее распространение в трехфазных мостовых схемах получила встречно-параллельная схема со-

единения групп вентилях, так как в ней используется более простой двухобмоточный трансформатор и, кроме того, она допускает применение бестрансформаторного питания вентильных групп непосредственно от сети трехфазного тока. В перекрестной схеме обязательным является трансформатор с двумя комплектами вторичных

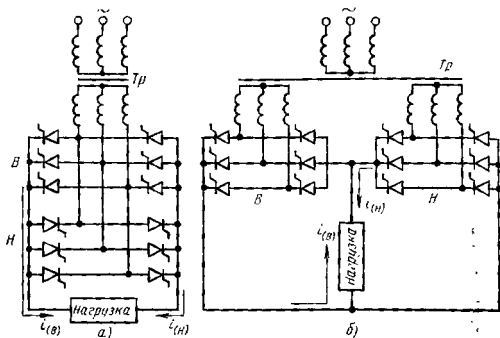


Рис. 5.6.

обмоток, что ведет к усложнению конструкции, увеличению габаритной мощности и удорожанию трансформатора.

5.2. УРАВНИТЕЛЬНЫЕ ТОКИ В РЕВЕРСИВНЫХ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ

В реверсивном преобразователе за счет соединения двух групп вентилях между собой образуется замкнутый контур, по которому при наличии в контуре результирующей э. д. с., направленной согласно с проводимостью вентилях, может протекать, минуя цепь нагрузки, так называемый уравнительный ток $i_{ур}$. Он может быть только одного направления, как это показано на рис. 5.7, где изображена эквивалентная схема реверсивного вентильного преобразователя, состоящего из групп В и Н. Группа В обеспечивает при работе в выпрямительном

режиме протекание через нагрузку тока $i_{(B)}$ в указанном на схеме направлении. При работе группы H в выпрямительном режиме через нагрузку будет протекать в обратном направлении ток $i_{(H)}$.

Полярности э. д. с. вентильных групп отмечены на рис. 5.7 для случая работы их в выпрямительном режиме, для инверторного режима полярности показаны в кружках. Одновременно обе группы (B и H) в выпрямительном режиме, когда их э. д. с. в замкнутом контуре направлены согласно и складываются, никогда не работают.

Для получения требуемого направления тока в нагрузке одну из групп (B или H) переводят в выпрямительный режим с определенным углом регулирования α , зависящим от необходимого среднего значения э. д. с. преобразователя. Так как уравнивающий ток $i_{ур}$ определяется результирующей э. д. с. вентильных групп и суммарным сопротивлением контура уравнивающего тока, то для уменьшения этого тока вторую группу переводят в инверторный режим.

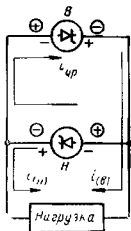
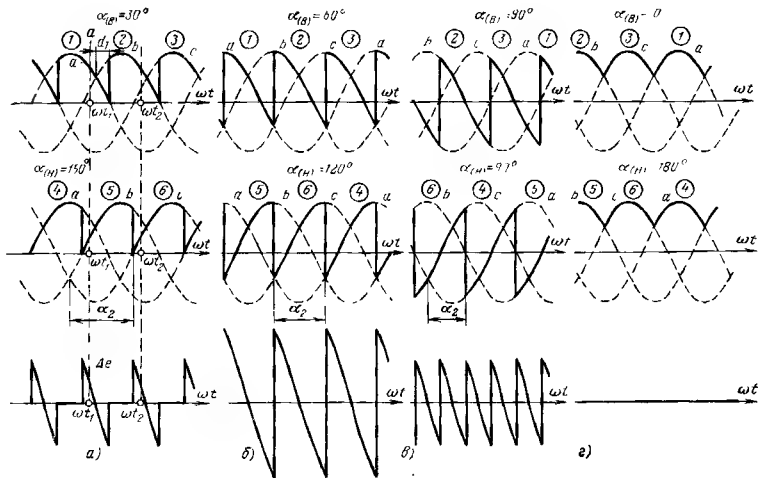


Рис. 5.7.

Обозначим среднее за период проводимости вентиля значение э. д. с. выпрямительной группы как E_B , а инверторной — соответственно как E_H . Очевидно, что э. д. с. E_H группы, работающей в инверторном режиме, направлена в замкнутом контуре встречно э. д. с. E_B группы, работающей в выпрямительном режиме. Уравнивающий ток протекает за счет разности э. д. с. $\Delta E = E_B - E_H$. Если $E_B > E_H$, то уравнивающий ток будет непрерывным, и так как суммарное активное сопротивление замкнутого контура невелико, его среднее значение $I_{ур}$ может даже при небольшой разности $\Delta E > 0$ достигнуть недопустимо большого значения. Такой режим работы преобразователя практически никогда не применяется.

При $\Delta E = 0$, т. е. при равенстве средних значений э. д. с. выпрямительной и инверторной групп, а также при $\Delta E < 0$, т. е. при $E_H > E_B$, непрерывный уравнивающий ток отсутствует. Однако из-за неравенства мгновенных значений выпрямленных э. д. с. выпрямительной e_B и инверторной e_H групп все равно в уравнивательном кон-



туре может в определенные моменты времени возникать разность $\Delta e = e_b - e_{\kappa} > 0$, что приведет к появлению пульсирующего уравнивающего тока.

На рис. 5.8, а—г представлены кривые фазных э. д. с. $e_{\text{эф}}$ (обозначенные соответственно фазам буквами a, b, c), графики выпрямленных э. д. с. e_b и e_{κ} и уравнивной э. д. с. $\Delta e = e_b - e_{\kappa}$ для встречно-параллельной схемы соединения групп, собранных по трехфазной нулевой схеме для разных углов регулирования при условии, что $E_b = E_{\kappa}$. Схема преобразователя для этого случая приведена на рис. 5.9. Принято, что в выпрямительном режиме работает группа B (угол α для нее обозначен как $\alpha_{(B)}$), в инверторном режиме — группа H (с углом $\alpha_{(H)}$). В зависимости от соотношения мгновенных значений фазных э. д. с. уравнивающий ток протекает через ту или иную пару тиристоров. Номера пропускающих ток тиристоров указаны на рис. 5.8 цифрами в кружках.

Из рис. 5.8, а следует, например, что в момент времени ωt_1 $e_b > e_{\kappa}$ и уравнивающий ток $i_{\text{ур}}$ протекает от фазы a через тиристоры 1 и 5 в фазу b , как это показано на рис. 5.9 сплошными линиями со стрелками. В момент времени ωt_2 уравнивающий ток протекает от фазы b через тиристоры 2 и 6 в фазу c , как показано на рис. 5.9 штриховыми линиями.

Форма тока и его значение зависят от характера сопротивления уравнивного контура. Если оно было бы чисто активным, ток протекал бы только в те моменты времени, когда уравнивающая э. д. с. $\Delta e = e_b - e_{\kappa}$ положительна, и ток по форме повторял график $\Delta e(t)$, как показано на рис. 5.10, а, т. е. был бы прерывистым.

При чисто индуктивном сопротивлении контура, т. е. когда активным сопротивлением можно пренебречь, уравнивающий ток нарастает за время, пока Δe положительна, и достигает максимального значения при $\Delta e = 0$,

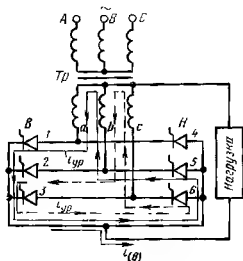


Рис 5.9.

затем он уменьшается уже при отрицательном значении Δe . Таким образом, уравнильный ток протекает как при положительном, так и при отрицательном значении Δe . При этом среднее значение уравнильной э. д. с. в положительный полупериод равно среднему значению ее в отрицательный полупериод за время протекания уравнильного тока, т. е. равны заштрихованные площади на рис. 5.10, б. Уравнильный ток носит начально-непрерывный характер, т. е. в начале и в конце периода он

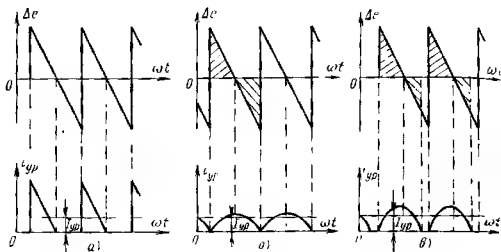


Рис. 5.10.

обращается в нуль. В то же время нет интервалов времени, когда бы ток отсутствовал. Такой формы ток будет при уравнильных э. д. с., показанных на рис. 5.8, б и в.

Практически же сопротивление уравнильного контура носит активно-индуктивный характер, и поэтому хотя ток протекает как при положительной, так и при отрицательной уравнильной э. д. с., он достигает своего максимального значения при положительной Δe . Длительность протекания тока при положительной Δe в этом случае будет больше длительности протекания его при отрицательной Δe . Ток будет прерывистым (рис. 5.10, в).

Уравнильный ток всегда направлен в одну сторону, и его среднее значение I_{yp} не равно нулю (см. рис. 5.10). Ток I_{yp} зависит от значения и формы уравнильной э. д. с., которые в свою очередь зависят от схемы соединения групп в реверсивном преобразователе, от угла регулирования и от соотношения углов регулирования групп В и Н.

Так, из рис. 5.8, *a—г* следует, что во встречно-параллельной схеме с соотношением углов регулирования групп, при котором $E_B = E_H$, лишь при угле регулирования выпрямителя $\alpha_B = 0$ отсутствует уравнительная э. д. с. При всех других углах регулирования это напряжение не равно нулю и имеет различное значение. Максималь-

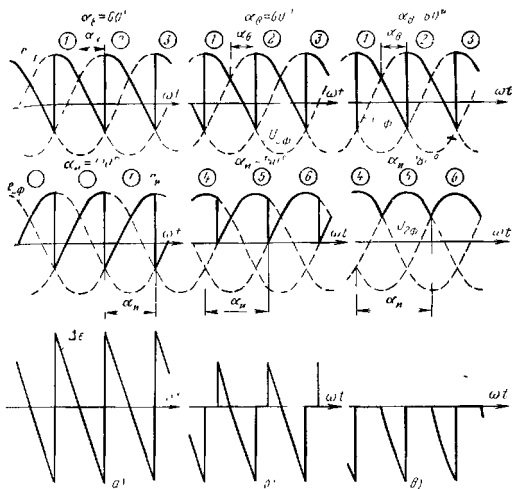


Рис 5.11.

ное значение уравнительной э. д. с. (а значит, и уравнительного тока) соответствует $\alpha_B = 60^\circ$.

На рис. 5.11, *a—в* показаны кривые фазных э. д. с. $e_{2\phi}$, мгновенных значений выпрямленных э. д. с. e_B и e_H и уравнительной э. д. с. для той же схемы при $\alpha_B = 60^\circ$ и при различных значениях угла регулирования инвертора α_H . На рис. 5.11, *a* $\alpha_H = 120^\circ$, что соответствует $E_B = E_H$, а на рис. 5.11, *б* и *в* $\alpha_H = 150^\circ$ и $\alpha_H = 180^\circ$, при которых

$E_{\text{и}} > E_{\text{в}}$. Из рис. 5.11, а — в видно, что при одном и том же угле регулирования $\alpha_{\text{в}}$ с увеличением $\alpha_{\text{и}}$ уравнительная э. д. с. $E_{\text{у}}$ уменьшается, а значит, и уменьшается уравнительный ток. При $\alpha_{\text{и}} = 180^\circ$ уравнительная э. д. с. всегда отрицательна и уравнительный ток отсутствует.

В перекрестной трехфазной нулевой схеме при $E_{\text{в}} = E_{\text{и}}$ уравнительные напряжение и ток достигают максимальных значений при $\alpha_{\text{в}} = 90^\circ$. С увеличением угла $\alpha_{\text{и}}$, т. е. при $E_{\text{и}} > E_{\text{в}}$, в этой схеме уравнительный ток также уменьшается. Следовательно, в установившемся режиме, т. е. при постоянных значениях угла регулирования, даже при равенстве средних значений выпрямленных э. д. с. $E_{\text{в}}$ и $E_{\text{и}}$ и при $E_{\text{в}} < E_{\text{и}}$ в реверсивном преобразователе может протекать уравнительный ток $i_{\text{ур}}$. Как уже упоминалось, этот ток прерывистый и имеет определенное среднее значение $I_{\text{ур}}$, которое называется статическим уравнительным током.

При переходных процессах, когда изменяются э. д. с. выпрямительной и инверторной групп, уравнительная э. д. с. может существенно отличаться от рассмотренной выше за счет неодинакового характера изменения мгновенных значений $e_{\text{в}}$ и $e_{\text{и}}$. Вследствие этого уравнительный ток при переходных процессах в реверсивном преобразователе может быть во много раз больше статического уравнительного тока. Уравнительный ток, который возникает при переходных процессах, принято называть динамическим уравнительным током. Одной из главных причин появления динамического уравнительного тока является присущая тиристорам неполная управляемость. Как уже упоминалось ранее, тиристор с положительным потенциалом на аноде практически мгновенно открывается при подаче управляющего импульса. Однако тиристор нельзя закрыть при положительном потенциале анода снятием управляющего импульса. В результате этого переход группы преобразователя из инверторного режима в выпрямительный происходит практически мгновенно, а переход группы, работавшей в выпрямительном режиме, в инверторный режим происходит по синусоиде напряжения тиристора, проводившего ток в момент подачи сигнала на перевод группы в инверторный режим.

На рис. 5.12 показан процесс реверса во встречно-параллельной схеме с группами, собранными по трехфазной нулевой схеме выпрямления (см. рис. 5.9). Группы

вентилей B и H работали при условии $E_B = E_H$, причем группа B (тиристоры 1–3) работала в выпрямительном режиме с углом регулирования $\alpha_B = 30^\circ$, а группа H (тиристоры 4–6) — в инверторном режиме с углами $\alpha_H = 150^\circ$.

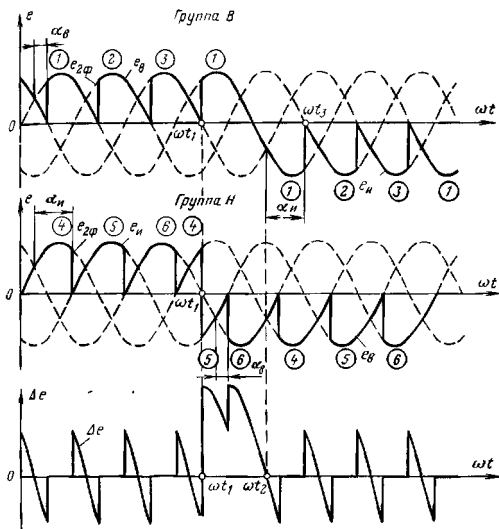


Рис. 5.12.

На рис. 5.12 приведены кривые фазных напряжений $e_{2\phi}$, выпрямленных э. д. с. e_B и e_H и уравнительной э. д. с. Δe . При $0 \leq \omega t \leq \omega t_1$ режим уже был ранее рассмотрен (см рис. 5.8, а). В момент времени ωt_1 произошло открывание тиристора 1 в группе В. В группе Н до этого был открыт тиристор 4. Считаем, что в момент времени ωt_1 на входе безынерционной системы управления преобразователем изменяется сигнал управления таким образом,

что группа B переводится в инверторный режим с углом $\alpha_{\text{и}}=150^\circ$, а группа H — в выпрямительный режим с углом $\alpha_{\text{в}}=30^\circ$. Поскольку в группе B уже открылся тиристор 1, то изменение сигнала на входе системы управления не может ничего изменить и тиристор 1 по-прежнему пропускает ток до тех пор, пока в момент времени ωt_3 не откроется тиристор 2 с углом $\alpha_{\text{и}}=150^\circ$. В группе же H изменение сигнала на входе приведет к подаче управляющего импульса на тиристор 5, что вызовет закрывание ранее работавшего тиристора 4 и открывание тиристора 5. Следующий тиристор в группе H (тиристор 6) откроется с углом $\alpha_{\text{в}}=30^\circ$.

Как видно из рис. 5.12, на интервале $\omega t_1 < \omega t < \omega t_2$ уравнивающая э. д. с. Δe намного больше, чем в установившемся режиме, что может привести к значительному увеличению уравнивающего тока. После ωt_2 режим снова будет установившимся и уравнивающее напряжение восстанавливается по форме и значению. Наибольшее значение динамический уравнивающий ток имеет при реверсировании преобразователя с максимального положительного напряжения на максимальное отрицательное.

Кроме неполной управляемости тиристоров, динамический уравнивающий ток может быть также вызван, например, неодинаковым быстрым действием систем управления при переходе из выпрямительного режима в инверторный и обратно. Следует отметить, однако, что современные системы управления лишены этого недостатка.

Уравнивающий ток создает дополнительные потери в преобразователе, а в ряде случаев, особенно при переходных процессах, может приводить к аварийным режимам. Поэтому управление группами вентилей в реверсивном преобразователе должно осуществляться так, чтобы уравнивающий ток полностью отсутствовал или был ограничен в допустимых пределах (обычно около 10% номинального тока нагрузки). Применяются два способа управления: раздельное и совместное.

При раздельном управлении группами не допускается подача открывающих импульсов на тиристоры одной группы при наличии тока в другой. В результате этого тиристоры той или иной группы в зависимости от направления тока в нагрузке остаются в закрытом состоянии, что полностью исключает возможность протекания уравнивающего тока.

При совместном управлении группами управляющие импульсы подаются как на тиристоры выпрямительной группы, обеспечивающие протекание тока нагрузки в нужном направлении, так и на тиристоры второй — инверторной группы. При этом на вторую группу управляющие импульсы поступают с таким углом регулирования, чтобы разность средних значений выпрямленных э. д. с. вентильных групп отсутствовала или имела направление,

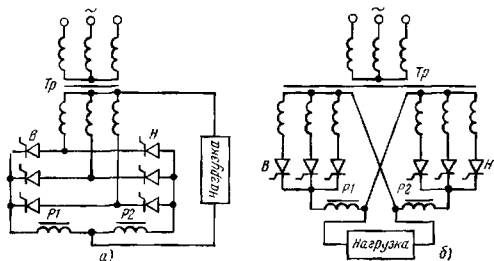


Рис. 5.13.

исключающее возможность протекания непрерывного уравнивающего тока.

Как уже было показано ранее, даже при этом условии в замкнутом контуре протекает прерывистый уравнивательный ток. Такого характера ток можно ограничить индуктивностью. Поэтому при совместном управлении группами применяют включение уравнивательных реакторов. При трехфазных нулевых схемах выпрямления необходимо включить уравнивательные реакторы $P1$ и $P2$, как это показано на рис. 5.13 для встречно-параллельной и на рис. 5.13, б для перекрестной схемы. При протекании тока нагрузки через группу B по реактору $P1$ течет полный ток нагрузки и уравнивательный ток, а по $P2$ — только уравнивательный ток. При протекании рабочего тока через группу H реакторы меняются ролями.

Так как уравнивательный ток должен быть значительно меньше номинального тока нагрузки, то реакторы могут выбираться из условия, чтобы при токах нагрузки, близких к номинальному, реактор, по которому течет рабо-

чий ток, насыщался. Тем самым в рабочем режиме этот реактор не будет оказывать практически никакого влияния на работу преобразователя.

В реверсивном преобразователе с трехфазными мостовыми схемами выпрямления при встречно-параллельном соединении групп существуют два замкнутых контура уравнительного тока. В этом случае для ограничения уравнительного тока могут быть включены четыре реак-

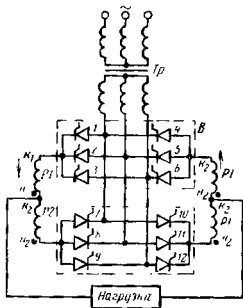
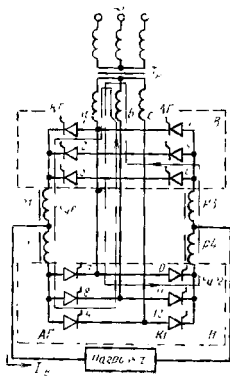


Рис. 5.15.

Рис. 5.14.

тора, как это показано на рис. 5.14. Уравнительный ток i_{y1} будет протекать от одной из фаз (например, от фазы a) через один из тиристоров катодной группы $КГ$ комплекта B , уравнительные реакторы $P1$ и $P2$, один из тиристоров анодной группы $АГ$ комплекта H к другой фазе (например, к фазе b). Одновременно с этим уравнительный ток i_{y2} может протекать и по второму контуру (одна из фаз, один из тиристоров катодной группы $КГ$ комплекта H , реакторы $P4$ и $P3$, один из тиристоров анодной группы $АГ$ комплекта B , другая фаза).

При работе, например, группы B в выпрямительном режиме по реакторам $P1$ и $P3$ текут рабочий ток $I_{(B)}$ и уравнительные токи, а по реакторам $P2$ и $P4$ только уравнительные токи. При работе группы H в

выпрямительном режиме по реакторам $P2$ и $P4$ протекают рабочий и уравнивательные токи, а по реакторам $P1$ и $P3$ — только уравнивательные токи. Как видно из рис. 5.4, в каждом контуре оказываются включенными последовательно два реактора. Если выбрать реакторы ненасыщающимися при рабочих токах нагрузки, то не будет необходимости иметь два последовательно включенных реактора. Достаточно будет иметь в каждом контуре по одному реактору, например реакторы $P1$ и $P4$. При работе группы B или H в каждом контуре будет включен ненасыщающийся реактор, который и будет ограничивать уравнивательный ток. Если же реакторы насыщаются рабочим током, то необходимо включить четыре реактора.

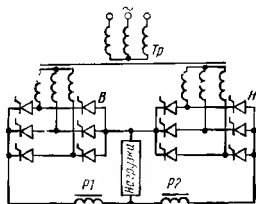


Рис. 5.16.

Можно также использовать два двухобмоточных реактора. Схема включения для этого случая представлена на рис. 5.15. Обмотки каждого реактора включены встречно по отношению друг к другу. В результате этого суммарная м. д. с. каждого реактора от тока нагрузки в любой момент времени равна нулю и реакторы не насыщаются током нагрузки. Так, при работе группы B ток нагрузки протекает через обе обмотки реактора $P1$ ($n_1 - k_1$ и $n_2 - k_2$). При этом в первой обмотке ток нагрузки протекает от конца k_1 к началу n_1 , а во второй — от начала n_2 к концу k_2 . Уравнивательный же ток, который может протекать как по одному замкнутому контуру (катодная группа B — анодная группа H), так и по другому (анодная группа B — катодная группа H), ограничивается реакторами за счет того, что уравнивательные напряжения в этих контурах сдвинуты по фазе. При такой схеме включения уравнивательных реакторов можно существенно сократить их общую массу и габариты по сравнению с включением по схеме на рис. 5.14.

В перекрестной схеме соединения групп существует лишь один контур уравнивательного тока и поэтому достаточно включения только двух (даже насыщающихся ра-

бочим током) реакторов. Схема их включения приведена на рис. 5.16.

5.3. СОВМЕСТНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ГРУППАМИ ВЕНТИЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

При совместном управлении группами реверсивного преобразователя, как уже говорилось в § 5.2, управляющие импульсы подаются на тиристоры обеих групп. При этом образуется замкнутый контур, по которому может протекать уравнивающий ток. Для уменьшения уравнивающего тока углы регулирования вентильных групп должны находиться в определенном соотношении. В зависимости от того, каким устанавливается соотношение углов регулирования вентильных групп при совместном управлении, различают: линейное согласование групп или согласованное управление, нелинейное согласование групп или несогласованное управление и совместное управление с автоматическим регулированием уравнивающего тока.

При согласованном управлении соотношение углов устанавливается таким, чтобы среднее значение выпрямленной э. д. с. E_{π} инверторной группы равнялось среднему значению э. д. с. E_{ν} группы, работающей в выпрямительном режиме. Очевидно, что равенство $E_{\nu} = E_{\pi}$ должно соблюдаться на всем диапазоне регулирования напряжения преобразователя. Для этого необходимо, чтобы при изменении сигнала управления на входе реверсивного преобразователя одновременно изменялся как угол регулирования выпрямительной группы, так и угол регулирования группы, работающей в инверторном режиме. Поскольку э. д. с. выпрямительной группы $E_{\nu} = E_{d0} \cos \alpha_{\nu}$, где E_{d0} — максимальное значение выпрямленной э. д. с. при угле регулирования, равном нулю, α_{ν} — угол регулирования выпрямительной группы, а $E_{\pi} = -E_{d0} \cos \alpha_{\pi}$, где α_{π} — угол регулирования инверторной группы ($\alpha_{\pi} > 90^\circ$), то при согласованном управлении должно выполняться условие

$$E_{d0} \cos \alpha_{\nu} = -E_{d0} \cos \alpha_{\pi}. \quad (5.1)$$

Из (5.1) следует, что

$$\cos \alpha_{\nu} = -\cos \alpha_{\pi}, \quad (5.2)$$

и, следовательно, углы α_{ν} и α_{π} должны изменяться одновременно так, чтобы соблюдалось соотношение (5.2).

Учитывая, что $\cos \alpha_H = -\cos(180^\circ - \alpha_H)$, получаем из (5.2):

$$\cos \alpha_B = \cos(180^\circ - \alpha_H). \quad (5.3)$$

Тогда $\alpha_B = 180^\circ - \alpha_H$, или

$$\alpha_B + \alpha_H = 180^\circ. \quad (5.4)$$

Таким образом, регулировочные характеристики систем управления группами вентилей, т. е. зависимости $\alpha = f(U_y)$, при согласованном управлении должны строго соответствовать одна другой.

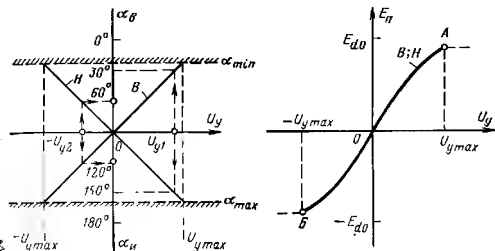


Рис. 5.17.

На рис. 5.17, а представлены регулировочные характеристики реверсивного преобразователя при согласованном управлении. Если напряжение управления равно нулю, то, как это следует из графиков на рис. 5.17, а, управляющие импульсы на тиристоры обеих групп подаются с углом регулирования $\alpha_B = \alpha_H = 90^\circ$ и средние значения э. д. с. обеих групп равны нулю. При напряжении управления $U_y > 0$ группа В переводится в выпрямительный режим с углом регулирования $\alpha_B < 90^\circ$, а группа Н — в инверторный режим с $\alpha_H > 90^\circ$, но при любом значении U_y сохраняется соотношение (5.4). Так, из рис. 5.17, а видно, что, например, при $U_y = U_{y1}$ угол $\alpha_B = 30^\circ$, а угол $\alpha_H = 150^\circ$, в сумме они дают 180° . При изменении полярности напряжения управления группа В работает с углами $\alpha_H > 90^\circ$, т. е. в инверторном режиме, а группа Н с $\alpha_B < 90^\circ$, т. е. в выпрямительном режиме, но и

здесь соблюдается равенство (5.4). Так, при $U_y = -U_{y2}$ угол регулирования группы H равен 60° , а группы B — 120° , т. е. в сумме они дают 180° . Зависимости э. д. с. преобразователя $E_{\pi} = f(U_y)$ для рассмотренного случая приведены на рис. 5.17, б. Эти зависимости для групп B и H совпадают, но на участке OA группа B работает в выпрямительном режиме, а группа H — в инверторном; на участке OB — наоборот.

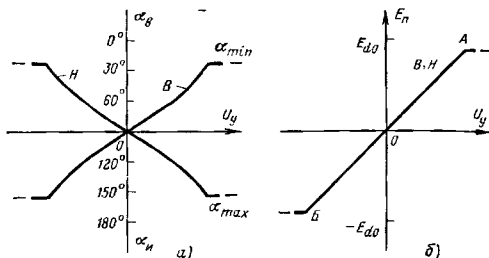


Рис. 5.18.

В § 3.3 было показано, что линейную зависимость угла регулирования α от напряжения управления, которая приведена на рис. 5.17, а, имеют системы вертикального управления с пилообразным опорным напряжением. Зависимость $\alpha = f(U_y)$ может быть и нелинейной. Для осуществления согласованного управления группами на всем диапазоне регулирования напряжения преобразователя при нелинейных характеристиках $\alpha = f(U_y)$ необходимо, чтобы эти характеристики были зеркально подобны. Этому условию удовлетворяют характеристики систем с вертикальным управлением и синусоидальным опорным напряжением, показанные на рис. 5.18, а. На рис. 5.18, б приведены зависимости $E_{\pi} = f(U_y)$ для этого случая. В общем случае при согласованном управлении нужно, чтобы характеристики обеих групп были идентичны и имели точку симметрии на среднем участке.

Поскольку в инверторном режиме угол $\alpha_{\text{и}}$ должен быть ограничен (см. гл. 2 и 3) значением $\alpha_{\text{max}} = 150^\circ \div 160^\circ$, то при согласованном управлении в соответствии

с (5.4) необходимо ограничить и угол α_B значением $\alpha_{\min} = 20^\circ \div 30^\circ$. Таким образом, регулировочные характеристики $\alpha = f(U_y)$ и зависимости $E_H = f(U_y)$ для реверсивных преобразователей имеют зоны ограничения углов α_B и α_H , что показано на рис. 5.17 и 5.18. Обычно с этой целью в системе управления преобразователем предусматривается ограничение входного сигнала управления на уровне $\pm U_{y \max}$.

При согласованном управлении исключается возникновение непрерывного уравнительного тока, но, как уже упоминалось, из-за неравенства мгновенных значений выпрямленных э. д. с. e_B и e_H в установившихся режимах протекает прерывистый уравнительный ток, который может быть ограничен уравнительными реакторами.

Для уменьшения уравнительного тока применяют нелинейное согласование групп вентиля в реверсивном преобразователе. При этом соотношение углов регулирования устанавливается таким, чтобы среднее значение выпрямленной э. д. с. E_H инверторной группы было больше среднего значения э. д. с. E_B группы, работающей в выпрямительном режиме, т. е. $E_B < E_H$. При этом условие (5.4) уже не будет соблюдаться и сумма углов будет больше 180° :

$$\alpha_B + \alpha_H > 180^\circ. \quad (5.5)$$

Регулировочные характеристики при нелинейном согласовании групп B и H для линейной зависимости $\alpha = f(U_y)$, а также характеристики $E_d = f(U_y)$ приведены на рис. 5.19, а, б. Из рис. 5.19, а видно, что в данном случае при изменении напряжения управления в пределах

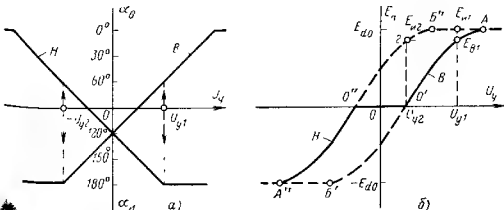


Рис. 5.19.

от 0 до U_{y1} в положительном и от 0 до $-U_{y2}$ в отрицательном направлениях сумма углов $\alpha_B + \alpha_H = 240^\circ$. Характеристика $E_H = f(U_Y)$ при этом имеет две ветви (рис. 5.19, б). На участке $O'A'$ группа В работает в выпрямительном режиме, а на участке $O'B'$ — в инверторном. Группа Н работает на участке $O'A''$ в выпрямительном режиме, а на участке $O'B''$ — в инверторном. Сумма углов $\alpha_B + \alpha_H$ может выбираться самой различной. Как было показано в § 5.2, с увеличением э. д. с. инверторной группы при одной и той же э. д. с. группы, работающей в выпрямительном режиме, резко уменьшается статический уравнивательный ток, а при определенных соотношениях углов регулирования этот ток вообще отсутствует. Однако динамический уравнивательный ток при реверсировании преобразователя все равно появляется.

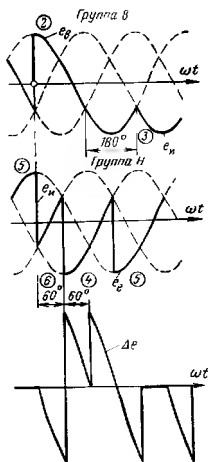


Рис. 5.20.

На рис. 5.20 показан реверс преобразователя для схемы на рис. 5.9, статические уравнивательные токи в которой были проанализированы ранее. Так, из графиков на рис. 5.11, в следовало, что при угле регулирования выпрямительной группы $\alpha_B = 60^\circ$ и углах регулирования инверторной группы $\alpha_H = 150^\circ \div 180^\circ$, что в сумме давало 210° —

240° , был малым или даже отсутствовал статический уравнивательный ток. При реверсе же с безынерционной системой управления появляется, как видно для $\alpha_H = 180^\circ$ из рис. 5.20, динамический уравнивательный ток. Это происходит за счет того, что в группе В после изменения сигнала управления в момент времени ωt_1 тиристор 2 продолжает проводить ток, а в группе Н сразу же открывается тиристор 6, а тиристор 5, работавший ранее, закрывается. В результате этого в замкнутом контуре по-

является уравнительное напряжение Δe , направленное согласно с проводимостью тиристоров, что и приведет к появлению всплеска уравнительного тока.

Наличие динамического уравнительного тока не дает возможности и при нелинейном согласовании избавиться от уравнительных реакторов в реверсивном преобразователе, хотя их габариты могут быть значительно уменьшены за счет уменьшения статического уравнительного тока или полного его отсутствия. Уменьшение габаритов уравнительных реакторов является преимуществом управления с нелинейным согласованием групп в сравнении с согласованным управлением, но такое управление имеет и существенные недостатки. Прежде всего при несогласованном управлении нарушается, как будет показано далее, линейность механических характеристик привода и появляется люфт в управлении (см. рис. 5.19, б — зона $0'0''$).

Следует отметить, что и при несогласованном управлении требуется ограничение угла α_n при изменении угла α_b (на рис. 5.19 показано условно, что угол α_n ограничен на своем предельном теоретически уровне $\alpha_{n \max} = 180^\circ$ при напряжениях, больших U_{y1} и $|U_{y2}|$). Минимальное значение угла α_b определяется по-прежнему условием (5.4).

Наряду с рассмотренными способами согласования управления группами вентилей в реверсивном преобразователе применяют совместное управление с автоматическим регулированием уравнительного тока. В этом случае одна из групп работает в выпрямительном режиме с требуемым углом регулирования α . Угол же регулирования другой группы автоматически за счет системы управления устанавливается таким, чтобы уравнительный ток поддерживался на заданном уровне как в установившемся режиме с любым углом регулирования выпрямительной группы, так и в переходных процессах. Для этого на входе системы управления группы, работающей в инверторном режиме, сравниваются сигнал, пропорциональный заданному уравнительному току, и сигнал, пропорциональный фактическому уравнительному току. В функции разности этих двух сигналов устанавливается автоматически угол регулирования инверторной группы.

При автоматическом регулировании уравнительного тока также можно несколько сократить размеры уравни-

тельных реакторов, но и здесь остается возможность возникновения динамического уравнительного тока.

Следует отметить, что при автоматическом регулировании уравнительного тока в преобразователях с трехфазными мостовыми схемами выпрямления при встречно-параллельном соединении групп образуются два контура уравнительного тока. В общем случае необходимо контролировать уравнительный ток в обоих контурах, что может усложнить схему автоматического регулирования уравнительного тока.

5.4. РАЗДЕЛЬНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ГРУППАМИ ВЕНТИЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

При раздельном управлении реверсивным вентильным преобразователем управляющие импульсы подаются только на ту группу вентиля, которая в данный момент времени должна проводить ток. На вторую группу вентиля управляющие импульсы не подаются и вентили этой группы находятся в закрытом состоянии. В результате полностью исключается возможность протекания уравнительного тока в реверсивном преобразователе. Это обстоятельство позволяет обойтись без уравнительных реакторов и упростить силовую часть схемы преобразователя. Для осуществления раздельного управления требуется применение специальных логических переключающих устройств (ЛПУ), которые реализуют необходимый закон управления группами преобразователя.

Основные функции, которые должны выполняться ЛПУ, вытекают из особенностей работы групп вентиля при реверсе тока нагрузки. При подаче на вход системы управления преобразователем управляющего сигнала определенной полярности ЛПУ должно разрешить подачу управляющих импульсов на соответствующую группу вентиля и запретить подачу управляющих импульсов на вентиль второй группы. При изменении полярности управляющего сигнала (команда на реверс или на торможение) управляющие импульсы должны поступать на вентили работающей группы с требуемым углом регулирования до тех пор, пока ток в ней не спадет до значения, близкого к нулю. После этого ЛПУ должно создать определенную выдержку времени, необходимую для исчезновения тока, и снять управляющие импульсы с работающей группы. Однако разрешить подачу управляющих

импульсов на вентили второй группы ЛПУ должно лишь после того, как вентили первой группы восстановят свою закрывающую способность. Очевидно, что работа ЛПУ должна осуществляться в функции сигнала управления, который определяет необходимость работы той или иной группы вентиля, и в функции токов вентиляльных групп или тока нагрузки. Следовательно, схема управления должна содержать устройство, контролирующее наличие тока в вентиляльных группах или тока нагрузки.

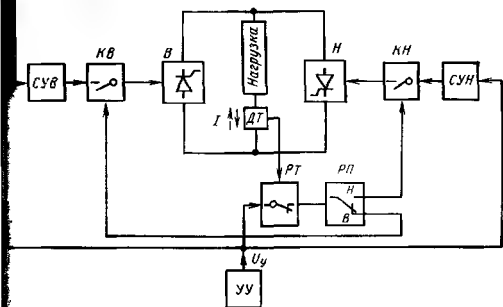


Рис. 5 21.

Существует много вариантов выполнения ЛПУ. Здесь мы рассмотрим лишь с целью иллюстрации принцип построения один из возможных вариантов выполнения ЛПУ, когда оно работает в функции управляющего сигнала и тока нагрузки. Упрощенная схема ЛПУ представлена на рис. 5.21. Схема содержит: V и H — группы вентилях реверсивного преобразователя; $СУВ$ и $СУН$ — системы импульсно-фазового управления группами вентилях; $ДТ$ — датчик тока нагрузки; $РТ$ — реле тока; $УУ$ — управляющее устройство; $РП$ — двухпозиционное реле с «памятью»; $КВ$ и $КН$ — ключи (реле), запрещающие подачу управляющих импульсов на вентили.

Сигнал управления U_y от управляющего устройства подается на системы $СУВ$ и $СУН$, определяя тем самым угол регулирования групп вентилях. Если нет тока I в цепи нагрузки, то контакт реле $РТ$ пропускает сигнал уп-

равления на реле $РП$, контакт которого в этом случае займет определенное положение, соответствующее полярности сигнала U_y . Если полярность сигнала U_y такова, что должна работать группа B , то контакт реле $РП$ займет положение B , что приведет к замыканию ключа $КВ$ и размыканию ключа $КН$, если он был замкнут. Ключи $КВ$ и $КН$ выполнены так, что при переключении реле $РП$ один ключ размыкается, другой замыкается, причем всегда размыкание одного ключа происходит раньше, чем замкнется другой. Размыкание ключа $КН$ в нашем случае приведет к тому, что при заданной полярности сигнала управления будет запрещена подача управляющих импульсов на вентили группы H . Следует отметить, что в системе $СУН$ управляющие импульсы могут формироваться с определенным углом регулирования, соответствующим U_y .

Замыкание ключа $КВ$ приведет к разрешению подачи управляющих импульсов на вентили группы B , что обусловит появление тока в нагрузке. Датчик тока $ДТ$ даст сигнал на срабатывание реле $РТ$. Контакт $РТ$ разомкнется, и тем самым сигнал управления U_y не будет поступать на реле $РП$. В результате этого при наличии тока в нагрузке, т. е. до тех пор, пока снова не замкнется контакт реле $РТ$, контакт реле $РП$ будет оставаться в положении B , разрешая подачу управляющих импульсов только на вентили группы B независимо от значения и полярности сигнала управления U_y . При изменении полярности сигнала управления U_y (команда на реверс или на торможение) изменится прежде всего угол регулирования, что приведет к снижению тока в группе B , а вентили группы H по-прежнему остаются в закрытом состоянии.

Когда ток в нагрузке уменьшится до значения, близкого к нулю, реле $РТ$ переключится и разрешит подачу управляющего сигнала U_y на реле $РП$. Контакт реле $РП$ при обратной полярности U_y займет положение H . В результате этого ключ $КВ$ разомкнется и снимет управляющие импульсы с вентилях группы B . Через некоторое время, определяемое временем восстановления закрывающих свойств тиристоров, замкнется ключ $КН$, разрешая подачу управляющих импульсов на вентили группы H . Группа H вступает в работу, появляется ток в нагрузке, но уже другого направления. Наличие тока в нагрузке приводит снова к размыканию контакта реле $РТ$, что обеспечивает отключение сигнала U_y от реле $РП$, кон-

такт которого будет теперь при наличии тока в нагрузке оставаться в положении H независимо от значения и полярности сигнала управления.

На рис. 5.22 показан процесс реверса тока в нагрузке при раздельном управлении. Вначале работала группа B , ток в нагрузке $I_{(в)}$ был равен току группы B . В момент времени $t=0$ дана команда на реверсирование тока. На участке AB ток в группе B спадает до нуля. В точке B датчик тока дает сигнал на замыкание контакта реле PT , что приведет к переключению реле PP , снятию импульсов с вентилей группы B и разрешению подачи импульсов на вентили группы H . Однако, как уже говорилось, разрешение на работу группе H будет дано через некоторое время. Это время на рис. 5.22 обозначено t_{π} (отрезок BV). Лишь после точки V начнет нарастать ток в группе H . Этот ток будет равен току в нагрузке $I_{(н)}$.

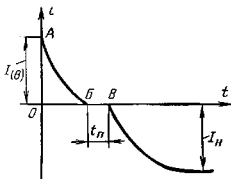


Рис. 5.22.

Как видно из рис. 5.22, при раздельном управлении в кривой тока нагрузки появляется бестоковая пауза t_{π} . Она увеличивает время переходных процессов, что является недостатком раздельного управления реверсивным преобразователем. Современные устройства позволяют иметь бестоковую паузу не более 5—10 мс, что в большинстве случаев является вполне допустимым, поэтому реверсивные преобразователи с раздельным управлением находят все большее применение.

Отметим, что для электроприводов с нереверсивными преобразователями и реверсором (§ 4.1) системы управления переключением реверсора строятся аналогично с применением ЛПУ. При этом обеспечивается бестоковое переключение реверсора. Однако для контактного реверсора существенно большим будет время переключения.

5.5. ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ С ПИТАНИЕМ ЯКОРЯ ДВИГАТЕЛЯ ОТ РЕВЕРСИВНОГО ВЕНТИЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Схема электропривода с двигателем постоянного тока независимого возбуждения, обмотка якоря которого питается от реверсивного тиристорного преобразователя,

приведена на рис. 5.23. В данном случае принято, что преобразователь выполнен по трехфазной мостовой схеме выпрямления со встречно-параллельным соединением вентильных групп. Разумеется, что для питания якоря двигателя могут быть использованы и многие другие, рассмотренные ранее схемы. При совместном управлении группами, как уже указывалось в § 5.2, необходимо

включение реакторов для ограничения уравнительного тока. В рассматриваемой схеме принято, что реакторы не насыщаются рабочим током, поэтому их два. Эти же реакторы поочередно в зависимо-

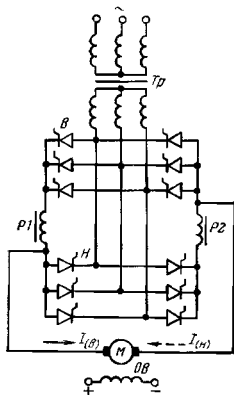


Рис. 5.23.

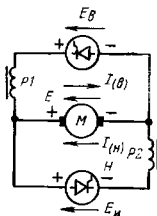


Рис. 5.24.

сти от направления тока в якорной цепи выполняют роль сглаживающего реактора. В случае раздельного управления группами уравнительные реакторы из схемы исключаются, а при необходимости иметь сглаживающий реактор, он включается последовательно с якорем двигателя.

При направлении тока в якорной цепи двигателя, показанном на рис. 5.23 стрелкой $I_{(B)}$, рабочий ток проходит через группу B . При этом независимо от направления вращения двигателя знак момента, развиваемого двигателем, остается одним и тем же, так как момент определяется магнитным потоком, постоянным в данном случае,

и током якорной цепи. При противоположном направлении тока, показанном на рис. 5.23 стрелкой $I_{(н)}$, ток проходит через группу H . В этом случае двигатель развивает момент обратного знака.

Механические характеристики двигателя при питании его якоря от реверсивного преобразователя существенно зависят от способа управления вентильными группами.

Рассмотрим вначале механические характеристики двигателя при согласованном управлении, когда соотношение углов регулирования групп B и H устанавливается в соответствии с условием (5.4). При этом будем считать, что падение напряжения на вентилях равно нулю, а суммарное сопротивление R_0 якорной цепи вместе с преобразователем остается неизменным. Магнитный поток двигателя равен номинальному потоку Φ_n .

На рис. 5.24 приведена эквивалентная схема электропривода для случая, когда группа B работает в выпрямительном режиме с э. д. с. E_B , группа H — в инверторном с э. д. с. E_H , э. д. с. двигателя равен E .

При работе группы B в выпрямительном режиме рабочий ток I протекает через группу B и якорь двигателя за счет разности $E_B - E$ и в установившемся режиме равен:

$$I = (E_B - E)/R_0, \quad (5.6)$$

где $E_B = E_{d0} \cos \alpha_B$; $E = k\Phi_n \omega$.

Подставив значения E_B и E в (5.6), после преобразований получим уравнение электромеханической характеристики двигателя:

$$\omega = (E_{d0} \cos \alpha_B - IR_0)/(k\Phi_n). \quad (5.7)$$

При $\alpha_B = \text{const}$ уравнение (5.7) представляет собой уравнение прямой линии, проходящей через точку $\omega_{0B} = E_{d0} \cos \alpha_B / (k\Phi_n)$ на оси ординат (оси скорости) и точку $I = E_{d0} \cos \alpha_B / R_0$ на оси абсцисс (оси тока). Наклон прямой определится сопротивлением R_0 .

При работе группы H в инверторном режиме ток в якоре двигателя изменяет свой знак на противоположный, а направления вращения двигателя и его э. д. с. остаются неизменными. В этом случае $E > E_H$, ток в якорной цепи протекает за счет разности $E - E_H$ и в установившемся режиме равен

$$I = -(E - E_H)/R_0, \quad (5.8)$$

где $E_H = E_{d0} \cos \alpha_H$.

Подставив в (5.8) $E = k\Phi_{\text{в}}$ и $E_{\text{н}} = -E_{\text{д0}} \cos \alpha_{\text{н}}$, после преобразований получим:

$$\omega = -(E_{\text{д0}} \cos \alpha_{\text{н}} + IR_0)/(k\Phi_{\text{н}}). \quad (5.9)$$

При $\alpha_{\text{н}} = \text{const}$ уравнение (5.9) представляет собой уравнение прямой линии, проходящей через точку $\omega_{0\text{н}} = -E_{\text{д0}} \cos \alpha_{\text{н}}/(k\Phi_{\text{н}})$ на оси ординат с тем же наклоном, что и в предыдущем случае. При согласованном управлении $\alpha_{\text{н}} = 180^\circ - \alpha_{\text{в}}$. Отсюда

$$\omega_{0\text{н}} = -\frac{E_{\text{д0}} \cos \alpha_{\text{н}}}{k\Phi_{\text{н}}} = -\frac{E_{\text{д0}} \cos (180^\circ - \alpha_{\text{в}})}{k\Phi_{\text{н}}} = \frac{E_{\text{д0}} \cos \alpha_{\text{в}}}{k\Phi_{\text{н}}}.$$

Как видно, $\omega_{0\text{в}} = \omega_{0\text{н}} = \omega_0$, т. е. электромеханические характеристики (5.7) и (5.9) лежат на одной прямой. Характеристики для рассмотренного случая при различных значениях ω_0 приведены на рис. 5.25*. На участке $0 < \omega < \omega_0$, например, в точке 5 двигатель работает в двигательном режиме, а в преобразователе группа В — в выпрямительном режиме. В точке 1 ($\omega = \omega_{0\text{в}}$) $E_{\text{в}} = E$ и ток якоря равен нулю (идеальный холостой ход).

Если приложить к валу двигателя активный (движущий) момент, действующий в направлении вращения, то частота вращения двигателя возрастает. При этом э. д. с. двигателя станет больше э. д. с. группы В и вентили этой группы закроются. Так как при согласованном управлении $E_{\text{в}} = E_{\text{н}}$, то э. д. с. двигателя одновременно будет больше э. д. с. группы Н, которая переведена в инверторный режим. В результате этого ток в якорной цепи будет протекать за счет разности $E = E_{\text{н}}$ и изменит свое направление. Значение тока будет таково, чтобы момент двигателя уравновесил активный момент, приложенный к валу двигателя. При равенстве этих моментов наступает установившийся режим (например, в точке 9), когда двигатель работает в генераторном режиме, а преобразователь — в инверторном (группа Н). Механическая энергия, поступающая на вал, при этом преобразуется в электрическую и отдается в сеть. Такой режим работы двигателя, как уже говорилось в § 4.2, называется рекуперативным.

С уменьшением напряжения управления, подаваемого на вход преобразователя, увеличивается угол регулиро-

* Механические характеристики отличаются от электромеханических лишь масштабом по оси абсцисс, поскольку $M = k\Phi_{\text{н}}I$, а $k\Phi_{\text{н}} = \text{const}$.

вания α_v и уменьшается одновременно угол α_n , уменьшаются э. д. с. группы B и H и характеристики двигателя смещаются вниз параллельно друг другу. На рис. 5.25 показана в качестве примера характеристика при меньшей частоте вращения идеального режима холостого хода $\omega_{02} < \omega_{01}$. Здесь в точке 2—режим идеального холостого хода, когда $E_v = E_n = E$, а ток в цепи якоря равен нулю. При $\omega > \omega_{02}$ (например, точка 12) двигатель работает в рекуперативном режиме, а ток пропускает группа H , работающая в инверторном режиме. При $0 < \omega < \omega_{02}$ двигатель работает в двигательном режиме, а при $\omega < 0$ (например, в точке 6) — в режиме противовключения.

При уменьшении сигнала управления до нуля угол регулирования группы B достигнет 90° . Этому случаю соответствует характеристика двигателя, проходящая через начало координат. При этом $E_v = E_n = 0$. Двигатель на этой характеристике работает в режиме динамического торможения. При положительных направлениях тока (например, в точке 7) ток протекает через группу B и его значение определяется равенством: $I = E/R_0 = k\Phi_n\omega/R_0$.

При обратном направлении тока работает группа H (например, в точке 10).

При изменении полярности и дальнейшем росте напряжения управления угол регулирования группы B становится больше 90° ($\alpha_n > 90^\circ$) и она переводится в инверторный режим, а угол регулирования группы H в соответствии с условием (5.5) становится меньше 90° ($\alpha_v < 90^\circ$) и группа H переходит в выпрямительный режим. Характеристики двигателя в этом случае смещаются вниз и пересекают ось ординат в точках ниже нуля (например, точки 3 и 4). Здесь аналогично рассмотренному двигатель может работать в различных режимах в зависимости от значения и характера момента нагрузки. Так, в точке 13, где момент нагрузки препятствует вращению двигателя, последний работает в двигательном ре-

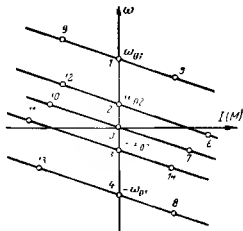


Рис. 5.25.

жиме, а группа H — в выпрямительном режиме. С уменьшением момента нагрузки возрастает скорость двигателя по абсолютной величине и растет э. д. с. двигателя. В точке 4 $E = E_{\text{н}}$ и ток в якорной цепи равен нулю (идеальный холостой ход). При активном моменте

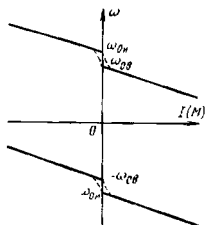


Рис. 5.26.

нагрузки двигатель может работать на этой характеристике в квадранте IV (например, в точке 8). В этом случае двигатель работает в рекуперативном генераторном режиме, его э. д. с. $E > E_{\text{н}} = E_{\text{в}}$ и ток протекает через группу B , которая теперь работает в инверторном режиме и т. д.

Как видно из рассмотрения характеристик на рис. 5.25, согласованное управление группами вентилях в соответствии с условием (5.4) позво-

ляет получить линейные механические характеристики, аналогичные характеристикам в системе генератор—двигатель.

При нелинейном согласовании $\alpha_{\text{в}} + \alpha_{\text{н}} > 180^\circ$, тогда $E_{\text{в}} < E_{\text{н}}$ и $\omega_{0\text{в}} < \omega_{0\text{н}}$, где

$$\omega_{0\text{в}} = E_{\text{д0}} \cos \alpha_{\text{в}} / (k\Phi_{\text{н}}) \text{ и } \omega_{0\text{н}} = -E_{\text{д0}} \cos \alpha_{\text{н}} / (k\Phi_{\text{н}}).$$

В результате этого характеристики, рассчитанные по (5.7) и (5.9), не лежат на одной прямой.

На рис. 5.26 представлены характеристики $\omega = f(I)$ для случая нелинейного согласования. При изменении направления тока нагрузки в характеристиках наблюдается разрыв, который прямо пропорционален разнице $\Delta E = E_{\text{н}} - E_{\text{в}}$. Следует отметить, что выражения (5.7) и (5.9) справедливы лишь для режима непрерывного тока. В зоне прерывистых токов механические характеристики привода нелинейны и их расчет весьма сложен. Вид механических характеристик в этой зоне показан штриховыми линиями на рис. 5.26.

При нелинейном согласовании вентилях групп появляется так называемый люфт управления. Это видно из рис. 5.19, б, где приведены зависимости средней выпрямленной э. д. с. групп B и H от напряжения управления при нелинейном согласовании. При напряжении уп-

равления, равном U_{y1} , э. д. с. группы B равна E_{B1} (точка 1 на рис. 5.19, б), а э. д. с. группы H , которая при этом переведена в инверторный режим, равна E_{H1} . Если, например, двигатель работает на идеальном холостом ходу, т. е. при отсутствии момента сопротивления на валу двигателя, его э. д. с. E равна э. д. с. E_{B1} и меньше э. д. с. E_{H1} . Для снижения угловой скорости двигателя нужно уменьшить напряжение управления U_y . С уменьшением U_y уменьшаются одновременно E_B и E_H , э. д. с. двигателя в первый момент измениться не может из-за присущей двигателю механической инерции.

Для снижения угловой скорости двигателя необходимо, чтобы в его якоре появился отрицательный ток, а для этого э. д. с. двигателя должна быть больше э. д. с. группы H , переведенной в инверторный режим. При снижении напряжения управления U_y на интервале $U_{y2} \leq U_y \leq U_{y1}$ (рис. 5.19, б) э. д. с. двигателя, которая остается неизменной и равной E_{B1} , будет меньше э. д. с. $E_H < E_{H1}$ группы H , т. е. ток в двигателе будет отсутствовать. При напряжении управления $U_y = U_{y2}$ э. д. с. группы H достигнет значения $E_{H2} = E_{B1} = E$ (точка 2), и лишь при $U_y < U_{y2}$ э. д. с. группы H станет меньше E , в результате чего появится ток в двигателе и начнется его торможение. Следовательно, при нелинейном согласовании в некотором интервале изменения напряжения управления двигатель не управляется. Этот интервал является мертвой зоной или люфтом управления. Наличие люфта приводит в ряде случаев к ухудшению динамических характеристик электропривода.

Рассмотрим теперь характеристики электропривода с разделным управлением группами клапанов реверсивного преобразователя. Принципиальная схема электропривода изменится только за счет исключения уравнительных реакторов (например, в схеме на рис. 5.23). В работе всегда находится лишь одна из групп клапанов, в то время как клапаны другой группы закрыты. При необходимости изменить направление тока в якоре двигателя группы меняются ролями. Такой электропривод будет иметь два независимых друг от друга семейства электромеханических (механических) характеристик. Одно семейство соответствует работе группы B , второе — работе группы H . Если принять направление тока якоря при работе группы B за положительное, то семейство характеристик, отвечающее работе группы B , будет точно

таким же, как и для электропривода с непереверсивным преобразователем (см. рис. 4.4). Другое семейство характеристик при работе группы H будет аналогичным, но расположится в квадрантах II и III .

Взаимное расположение обоих семейств электромеханических характеристик существенно зависит от способа согласования регулировочных характеристик преобразователя. Как и при совместном управлении, здесь также возможно и линейное и нелинейное согласование.

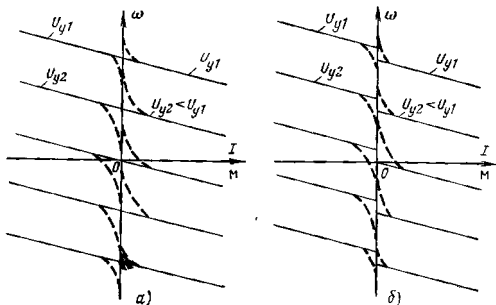


Рис. 5.27.

При линейном согласовании характеристики электропривода будут иметь вид, показанный на рис. 5.27, а. В этом случае характеристики электропривода, соответствующие работе групп B и H для одного и того же напряжения управления U_y , в зоне непрерывного тока лежат на одной прямой. При нелинейном согласовании характеристики электропривода соответственно для работы групп B и H при одном и том же значении напряжения U_y смещены одна относительно другой, как это видно из рис. 5.27, б.

Сравнение электромеханических (механических) характеристик при различных способах управления группами клапанов реверсивного преобразователя показывает, что наилучшие характеристики получаются при работе групп с уравнительным током, в особенности при согласованном управлении. При нелинейном согласо-

нии и особенно при раздельном управлении характеристики при малых нагрузках двигателя (в зоне прерывистого тока) становятся нелинейными и появляется люфт управления. Раздельное управление из-за нелинейности и разрывности характеристик в режиме прерывистого тока может оказаться неприемлемым для электроприводов, которые должны работать и при малых нагрузках на валу, в том числе в режиме идеального холостого хода или близком к нему. Отрицательно сказывается на динамических свойствах электропривода и наличие бес-токовой паузы при раздельном управлении.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

АВТОМАТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ ВЕНТИЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

6.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В вентильных электроприводах, как было показано, можно в требуемых пределах изменять угловую скорость двигателя путем изменения угла регулирования α тиристорного преобразователя. В свою очередь, угол α зависит от напряжения U_y на входе СИФУ преобразователя. Будем называть это напряжение управляющим воздействием. Таким образом, скорость двигателя можно регулировать, изменяя управляющее воздействие на входе тиристорного преобразователя. В некоторых электроприводах наряду с регулированием скорости может требоваться регулирование напряжения на якоре двигателя, тока двигателя, момента и т. д.

Следует отметить, что регулируемая величина, например угловая скорость, зависит не только от управляющего воздействия, но и от целого ряда других воздействий, называемых возмущающими воздействиями. В качестве возмущающих воздействий могут быть изменение нагрузки на валу двигателя, колебания напряжения питающей сети, изменение сопротивления якорной цепи при изменении температуры и др. Все это ведет к отклонению регулируемой (выходной) величины от заданного значения.

В гл. 4 при рассмотрении механических характеристик вентильного электропривода было показано, как изме-

няется скорость двигателя с изменением нагрузки на его валу. Особенно сильное изменение скорости наблюдается в режиме прерывистого тока. Если выходная величина (в данном случае скорости) должна соответствовать с определенной степенью точности заданию (уставке), то очевидно, что электропривод с подобными характеристиками не может этого обеспечить. Для того чтобы автоматически поддерживать с определенной точностью заданный режим работы вентиляционного электропривода при наличии возмущений, создаются автоматические системы регулирования (АСР). На такую систему возлагается задача обеспечить изменение по желаемому закону или сохранить постоянное значение выходной величины (например, скорости двигателя).

Различают два способа регулирования: регулирование по возмущению и регулирование по отклонению. В некоторых случаях применяются одновременно регулирование по возмущению и отклонению (комбинированное регулирование). При регулировании по возмущению предполагается известным закон изменения выходной величины при изменении возмущающего воздействия. В этом случае, измеряя возмущающее воздействие, можно на вход тиристорного преобразователя подать сигнал, компенсирующий изменение выходной величины.

Так, при приложении статического момента $M_{ст}$ к валу двигателя угловая скорость уменьшается на значение

$$\Delta\omega = M_{ст} R_0 / (k\Phi)^2. \quad (6.1)$$

Можно измерить статический момент $M_{ст}$ и на входе тиристорного преобразователя увеличить напряжение управления таким образом, чтобы скорость двигателя не изменилась. При постоянном потоке двигателя в установившемся режиме статический момент равен моменту, развиваемому двигателем, и однозначно связан с током якоря. Поэтому вместо измерения $M_{ст}$, что в большинстве случаев бывает затруднено, можно измерить ток якоря I и в функции его значения увеличить напряжение управления на входе тиристорного преобразователя.

Такая система регулирования показана на рис. 6.1. Здесь якорь двигателя M получает питание от тиристорного преобразователя $ТП$, который условно обозначен прямоугольником. В якорную цепь включен датчик тока

ДТ, выходное напряжение U_T которого пропорционально току якоря двигателя I и равно $U_T = k_T I$, где k_T — коэффициент пропорциональности, называемый коэффициентом передачи датчика тока. На входе СИФУ условно показано суммирующее устройство СУ, где происходит сложение входного (задающего) напряжения $U_{вх}$ и напряжения U_T . Суммарное напряжение $U_y = U_{вх} + U_T$ определяет угол регулирования тиристорного преобразователя.

При отсутствии компенсирующего сигнала U_T угол регулирования, а следовательно, и среднее выпрямлен-

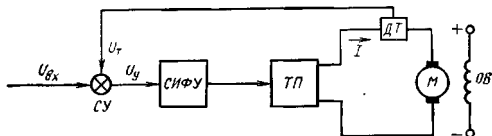


Рис. 6.1.

ное напряжение преобразователя будут определяться входным напряжением $U_{вх}$. При этом, как уже говорилось, с ростом статического момента $M_{ст}$ скорость двигателя будет уменьшаться. При наличии компенсирующего сигнала с ростом статического момента будет расти ток якоря двигателя, будут возрастать U_T и U_y . В результате этого среднее выпрямленное напряжение преобразователя будет увеличиваться, что компенсирует падение скорости под действием нагрузки. Коэффициент передачи k_T может быть выбран таким, что скорость двигателя совсем не будет зависеть от статического момента.

Рассмотренный способ регулирования по возмущению не обеспечивает компенсации всех возможных возмущений и исключает влияние лишь одного из них. При изменении других возмущающих воздействий выходная (регулируемая) величина будет изменяться.

Учет практически всех возмущений возможен лишь при использовании регулирования по отклонению. При таком способе независимо от вида возмущающего воздействия измеряется выходная величина, сравнивается с заданием (уставкой), и разность между фактической

(измеренной) величиной и уставкой воздействует на вход тиристорного преобразователя так, чтобы уменьшить эту разность (ошибку регулирования).

Автоматическая система с регулированием по отклонению предусматривает подачу на вход системы сигнала, пропорционального регулируемой величине, или, другими словами, она имеет обратную связь. Сама система регулирования в этом случае называется замкнутой. Обратная связь может выполняться не по самой выходной величине, а по какой-либо другой, косвенно связанной с ней. Автоматическая система регулирования может иметь

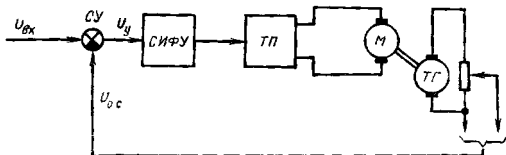


Рис. 6.2.

не одну, а несколько обратных связей. Различают обратные связи — отрицательные и положительные. Направление воздействия положительной обратной связи совпадает с направлением входного воздействия, в то время как направление воздействия отрицательной обратной связи является обратным по отношению к направлению входного воздействия.

Обратные связи могут быть жесткими и гибкими. Жесткие обратные связи действуют как в переходных, так и в установившихся режимах. Такими связями, например, являются связи по скорости, по напряжению двигателя и др. Гибкие обратные связи действуют только в переходных процессах. В установившихся режимах они не влияют на работу автоматической системы регулирования. Примером такой связи является связь по динамической составляющей тока двигателя, которая пропорциональна ускорению. В установившемся режиме, когда ускорение отсутствует, естественно, что такая связь не влияет на работу системы.

На рис. 6.2 представлена схема системы поддержания скорости двигателя с регулированием по отклонению,

в которой обратная связь осуществляется по напряжению тахогенератора $TГ$, пропорциональному скорости двигателя. Здесь на входе СИФУ сравниваются входное напряжение $U_{вх}$ и напряжение $U_{о.с.}$, пропорциональное скорости двигателя. В качестве датчика скорости в данном случае используется тахогенератор, представляющий собой машину постоянного тока, механически связанную с валом двигателя. Напряжение тахогенератора $U_{тг}$ пропорционально скорости двигателя:

$$U_{тг} = k_{тг} \omega, \quad (6.2)$$

где $k_{тг}$ — коэффициент передачи тахогенератора.

Напряжение обратной связи $U_{о.с.}$ представляет собой часть напряжения $U_{тг}$:

$$U_{о.с.} = k_{дел} U_{тг} = k_c \omega, \quad (6.3)$$

где $k_{дел}$ — коэффициент, показывающий, во сколько раз уменьшается с помощью потенциометра напряжение $U_{тг}$; $k_c = k_{дел} k_{тг}$ — коэффициент передачи обратной связи.

На СИФУ подается напряжение U_y , представляющее собой разность

$$U_y = U_{вх} - U_{о.с.} \quad (6.4)$$

Оно определяет угол регулирования и выпрямленную э. д. с. преобразователя. При работе двигателя с каким-либо установившимся значением скорости $\omega_{уст}$ напряжение U_y имеет вполне определенное значение. Если при постоянном значении $U_{вх}$ произойдет, например, снижение скорости при увеличении нагрузки или под действием другого возмущения, то в соответствии с (6.2) и (6.3) уменьшатся напряжение тахогенератора $U_{тг}$ и напряжение $U_{о.с.}$. В результате, как это следует из (6.4), увеличится напряжение U_y , а значит, уменьшится угол регулирования α и возрастет выпрямленная э. д. с. преобразователя, что приведет к восстановлению скорости. Но восстановление скорости может произойти не до прежнего значения $\omega_{уст}$, а до некоторого нового установившегося $\omega'_{уст} < \omega_{уст}$, т. е. с некоторой ошибкой

$$\Delta\omega = \omega_{уст} - \omega'_{уст}. \quad (6.5)$$

Аналогично этому при увеличении скорости под действием какого-либо возмущения при постоянном $U_{вх}$

увеличится $U_{0.c}$, уменьшится U_y , увеличится угол α и уменьшится выпрямленная э. д. с. преобразователя, что приведет к снижению скорости.

Следовательно, скорость двигателя в системе регулирования по отклонению будет поддерживаться при неизменной величине U_{yx} на постоянном уровне с определенной степенью точности.

В электроприводе чаще всего основным возмущением является изменение нагрузки на валу двигателя. Требования к жесткости механических характеристик (оцениваемой значением $\Delta M / \Delta \omega$), т. е. к изменению скорости двигателя при изменении нагрузки, могут быть самыми различными в зависимости от назначения и технологического режима механизма, приводимого двигателем. От некоторых электроприводов требуются очень жесткие механические характеристики, при которых изменение момента нагрузки на валу двигателя в пределах от нуля до номинального вызывает снижение скорости не более чем на доли процента. Примером таких электроприводов могут служить электроприводы рабочих валков непрерывных станов холодной прокатки. Встречаются электроприводы, в которых не предъявляется каких-либо требований к точности поддержания скорости двигателя, но требуется поддерживать постоянной другую величину. Примером таких электроприводов могут служить различные наматывающие и разматывающие устройства, обеспечивающие поддержание постоянства натяжения обрабатываемого материала.

Кроме получения определенной точности поддержания скорости (или иной величины) в установившихся режимах, к автоматическим системам регулирования могут предъявляться требования к характеру изменения скорости, тока или момента двигателя во время переходных процессов при изменении управляющего или возмущающего воздействия. Так, может требоваться от автоматической системы регулирования обеспечение равноускоренных переходных процессов при заданном ускорении. В некоторых случаях требуется быстрое протекание переходных процессов с малыми изменениями скорости при ударном приложении нагрузки и т. д.

Требования, предъявляемые к системам регулирования из условий получения желаемых механических характеристик и нужного характера протекания переходных процессов, могут быть разными. Это приводит к то-

му, что системы регулирования выполняются различным образом и могут содержать в себе разнообразные элементы.

6.2. ЭЛЕМЕНТЫ АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ РЕГУЛИРОВАНИЯ

Как уже говорилось в § 6.1, автоматические системы регулирования могут состоять из различных по назначению и устройству элементов. К наиболее распространенным элементам относятся датчики, усилители, суммирующие, формирующие и командные устройства и др.

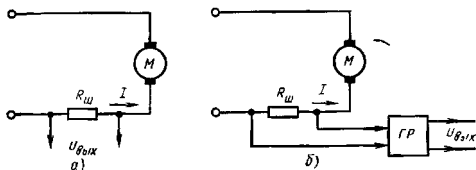


Рис. 6.3.

Датчики служат для получения сигнала, пропорционального регулируемой величине. Они могут измерять как непосредственно регулируемую величину, так и величины, косвенно связанные с ней.

Наиболее простым датчиком тока служит шунт или добавочное сопротивление, включаемые последовательно в цепь якоря двигателя (рис. 6.3, а). Выходное напряжение в этом случае $U_{\text{вых}} = IR_{\text{ш}}$ или $U_{\text{вых}} = k_{\text{д.т}} I$, где $k_{\text{д.т}} = R_{\text{ш}}$ — коэффициент передачи датчика тока. При использовании шунта выходное напряжение при номинальном токе обычно составляет 45 или 75 мВ. Поэтому напряжение $U_{\text{вых}}$ должно подаваться еще на дополнительный усилитель с тем, чтобы потом усиленный сигнал использовать в автоматической системе регулирования. Иногда вместо включения дополнительного сопротивления в якорную цепь, что всегда ведет к потерям электроэнергии, используют для снятия сигнала, пропорционального току, обмотки дополнительных полюсов двигателя.

Недостатком таких датчиков тока является потенциальная связь силовой цепи с системой управления, что

не всегда является допустимым. Поэтому во многих случаях выходное напряжение, снимаемое с шунта или добавочного резистора, подают на специальное устройство, которое осуществляет гальваническую развязку силовой цепи от системы управления. Одновременно это устройство может быть совмещено с усилителем. Схема такого включения показана на рис. 6.3, б. Блок ГР осуществляет гальваническую развязку, в результате чего $U_{\text{вых}}$ и $U_{\text{вх}}$ потенциально не связаны, а также усиливает сигнал, снимаемый с шунта. Здесь $k_{\text{д.т}} = U_{\text{вых}}/I$.

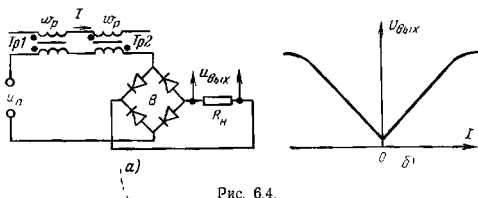


Рис. 6.4.

В качестве датчика тока могут использоваться измерительные трансформаторы постоянного тока, схема включения которых показана на рис. 6.4, а. Схема измерения обеспечивает в рабочем диапазоне изменения тока I линейную зависимость $U_{\text{вых}} = f(I)$ с одновременной гальванической развязкой выходного напряжения и силовой цепи. Характеристика $U_{\text{вых}} = f(I)$ приведена на рис. 6.4, б. Трансформаторы $Tr1$ и $Tr2$ имеют сердечники из материала с прямоугольной петлей гистерезиса. В качестве рабочих обмоток ω_p , как правило, используется токоведущая шина. Схема получает питание от источника с напряжением $U_{\text{п}}$ повышенной частоты, что облегчает условия фильтрации выходного напряжения, снимаемого после выпрямителя B с резистора $R_{\text{н}}$.

Иногда при мостовых схемах выпрямления для измерения тока используются трансформаторы переменного тока, схема включения которых приведена на рис. 6.5. Трансформаторы тока $Tr1$ — $Tr3$ включены в фазы тиристорного преобразователя $ТП$, собранного по трехфазной мостовой схеме выпрямления. Напряжения, снимаемые со вторичных обмоток трансформаторов, подаются на выпрямитель B . Выходное напряжение $U_{\text{вых}}$, пропор-

циональное току нагрузки тиристорного преобразователя I , снимается с резистора R_H .

В качестве датчика напряжения на двигателе U_d используется потенциометр, включаемый параллельно якору двигателя (рис. 6.6). Здесь $U_{\text{вых}} = k_H U_d$, где k_H — коэффициент, показывающий, какая часть напряжения двигателя снимается с потенциометра:

$$k_H = R_1 / (R_1 + R_2) = R_1 / R.$$

Во многих случаях выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ поступает на устройство, обеспечивающее гальваническую развязку цепей управления и силовой цепи.

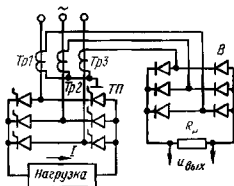


Рис. 6.5.

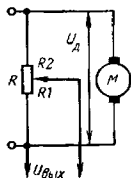


Рис. 6.6.

Наиболее распространенным датчиком скорости является тахогенератор постоянного тока. В некоторых случаях применяются тахогенераторы переменного тока с выпрямителем. При постоянном потоке двигателя вместо измерения скорости двигателя с помощью тахогенератора используют тахометрический мост, схема которого приведена на рис. 6.7. Выходное напряжение тахометрического моста M

$$U_{\text{вых}} = k_H U_d - IR_{\text{доб}}, \quad (6.6)$$

где k_H — коэффициент, показывающий, какая часть напряжения двигателя U_d снимается с потенциометра Π .

Если взять $R_{\text{доб}} = k_H R_d$, где R_d — сопротивление двигателя, то равенство (6.6) будет иметь вид:

$$U_{\text{вых}} = k_H (U_d - IR_d). \quad (6.7)$$

Воспользовавшись уравнением электрического равновесия для двигателя

$$E = k\Phi\omega = U_d - IR_d \quad (6.8)$$

и подставив $U_d - IR_d$ из (6.7) в (6.8), получим:

$$U_{\text{вых}} = k_n k_{\Phi} \omega = k_c \omega, \quad (6.9)$$

где $k_c = k_n k_{\Phi}$.

Из (6.9) видно, что в установившемся режиме работы и при неизменном потоке с выхода тахометрического моста снимается напряжение $U_{\text{вых}}$, пропорциональное скорости двигателя. В переходных процессах из-за влияния индуктивности якорной цепи условие (6.9) не будет соблюдаться. Однако в некоторых случаях этим влиянием можно пренебречь.

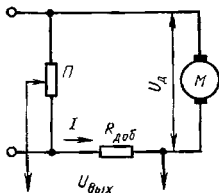


Рис. 6.7.

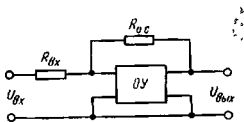


Рис. 6.8.

Следует отметить, что выходное напряжение тахометрического моста может быть использовано в качестве обратной связи по э. д. с. двигателя. При любом значении потока двигателя, как следует из (6.9),

$$U_{\text{вых}} = k_n E. \quad (6.10)$$

В качестве усилителей в автоматических системах регулирования могут использоваться электромашинные усилители (ЭМУ), магнитные (МУ), полупроводниковые и др. В последнее время все большее применение находят операционные усилители, выполняемые на транзисторах или интегральных микросхемах.

Отличительной особенностью операционных усилителей является высокий коэффициент усиления в разомкнутом состоянии (до нескольких десятков тысяч). Применяются они в качестве усилителей, как правило, в схеме с обратной связью (рис. 6.8). Операционный усилитель ОУ условно показан в виде прямоугольника. На вход ОУ подается разность сигналов $U_{\text{вх}}/R_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}/R_{\text{о.с.}}$. Поскольку коэффициент усиления собственно операцион-

ного усилителя очень велик, то эта разность при конечном значении $U_{\text{вых}}$ близка к нулю, т. е.

$$U_{\text{вх}}/R_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}/R_{\text{о.с}} \approx 0. \quad (6.11)$$

Из (6.11) следует, что коэффициент усиления операционного усилителя в схеме с обратной связью:

$$k_y = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = R_{\text{о.с}}/R_{\text{вх}}. \quad (6.12)$$

Тем самым, используя операционный усилитель с различным соотношением сопротивлений — входного и обратной связи, можно иметь желаемый коэффициент усиления. В некоторых случаях операционный усилитель

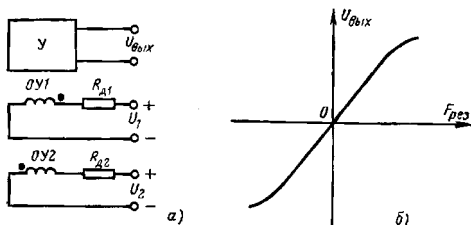


Рис. 6.9.

выполняется в сочетании с гальванической развязкой выходного и входного напряжений.

Суммирование сигналов управления может быть электрическое и магнитное. Так, в электромашинных и магнитных усилителях два или несколько сигналов управления могут подаваться на различные обмотки, потенциально (гальванически) не связанные между собой (рис. 6.9, а). Выходное напряжение усилителя $U_{\text{вых}}$ определяется в этом случае результирующей м. д. с. $F_{\text{рез}}$ всех обмоток. В схеме на рис. 6.9, а у усилителя используются обмотки управления ОУ1 и ОУ2, на которые подаются напряжения U_1 и U_2 . Начала обмоток отмечены точками. Магнитодвижущая сила обмотки ОУ1 определится как

$$F_1 = \frac{U_1}{R_{\text{д1}} + R_{\text{о.у1}}} \omega_1,$$

где $R_{\text{о.у1}}$ и ω_1 — сопротивление и число витков обмотки ОУ1.

Магнитодвижущая сила обмотки ОУ2 определится аналогично:

$$F_2 = \frac{U_2}{R_{д2} + R_{о.у2}} \omega_2.$$

Результирующая м. д. с. находится в данном случае как разность F_1 и F_2 , поскольку они действуют встречно: $F_{рез} = F_1 - F_2$.

Для усилителя обычно известна зависимость выходного напряжения от результирующей м. д. с. (рис. 6.9, б).

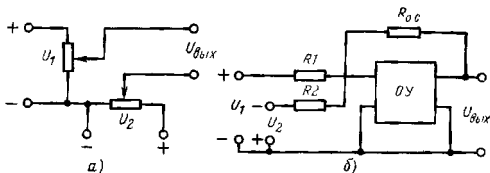


Рис. 6.10.

Напряжения управления могут суммироваться за счет последовательного включения источников сигналов, как это показано на рис. 6.10, а. Здесь, как видно, результирующее напряжение $U_{вых} = U_1 - U_2$. При использовании операционных усилителей наибольшее применение находит не последовательное соединение источников сигналов, а параллельное (рис. 6.10, б).

Здесь

$$U_{вых} = U_1 \frac{R_{о.с}}{R1} - U_2 \frac{R_{о.с}}{R2} = (U_1 - U_2 \frac{R1}{R2}) \frac{R_{о.с}}{R1}.$$

Если $R1 = R2 = R_{вх}$, то

$$U_{вых} = (U_1 - U_2) k_y,$$

где $k_y = R_{о.с}/R_{вх}$.

Формирующие устройства в общем случае служат для преобразования входного сигнала в сигнал, изменяющийся по определенному закону в функции входного сигнала, или в функции времени, или в функции какого-либо другого параметра. Формирующие устройства могут иметь различное назначение, исполнение и широко применяются в автоматических системах регулирования.

Формирующие устройства, преобразующие входной сигнал в сигнал, изменяющийся по определенному закону в функции входного сигнала, называются функциональными преобразователями и служат чаще всего для получения нелинейных зависимостей между выходным и входным сигналами. Примеры таких устройств и зависимости $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ приведены на рис. 6.11, а—г.

Формирующее устройство на рис. 6.11, а работает следующим образом: при $0 \leq U_{\text{вх}} < U_{\text{ср}}$ ($U_{\text{ср}}$ — напряжение сравнения) ток через резистор $R2$ не протекает и $U_{\text{вых}} = 0$.

При $U_{\text{вх}} > U_{\text{ср}}$ ток через резистор $R2$ будет протекать за счет разности напряжений $U_{\text{вх}} - U_{\text{ср}}$:

$$I = (U_{\text{вх}} - U_{\text{ср}}) / (R1 + R2). \quad (6.13)$$

Равенство (6.13) получено при условии, что внутренние сопротивления источника $U_{\text{вх}}$ и сопротивление потенциометра Π значительно меньше, чем сопротивления резисторов $R1$ и $R2$, а падение напряжения на диоде D в прямом направлении равно нулю.

Выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ при $U_{\text{вх}} > U_{\text{ср}}$ равно:

$$U_{\text{вых}} = IR2 = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{ср}}}{R1 + R2} R2.$$

Устройство на рис. 6.11, б обеспечивает аналогичную зависимость $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ при реверсивном сигнале $U_{\text{вх}}$. Здесь при $0 < |U_{\text{вх}}| < |U_{\text{ср}}|$ значение $U_{\text{вых}} = 0$. Если $|U_{\text{вх}}| > |U_{\text{ср}}|$, то протекает ток через резистор $R2$ в том или ином направлении в зависимости от полярности напряжения $U_{\text{вх}}$.

На рис. 6.11, в представлены схема и характеристики формирующего устройства, которое имеет различный коэффициент усиления в зависимости от напряжения $U_{\text{вх}}$. До определенного значения $U_{\text{вх}}$, пока $U_{\text{вых}} < U_{\text{ср}}$ (участок OA), ток через вентиль D и резистор $R2$ не протекает, и напряжение на резисторе $R3$ равно:

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вх}}}{R1 + R3} R2 = U_{\text{вх}} k_1,$$

где $k_1 = R2 / (R1 + R3)$ — коэффициент усиления на участке OA , т. е. при $0 < U_{\text{вх}} < U_{\text{ср}}$.

При $U_{\text{вых}} > U_{\text{ср}}$ через вентиль D и резистор $R2$ будет протекать ток. Если пренебречь падением напряжения на вентиле D и считать, что сопротивление потенциометра

Если равно нулю, то при $U_{\text{вых}} > U_{\text{ср}}$ коэффициент усиления определяется как

$$k_2 = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta U_{\text{вх}}} = \frac{R_2 R_3}{R_1 R_3 + R_1 R_2 + R_2 R_3}$$

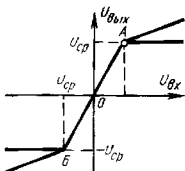
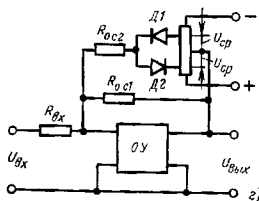
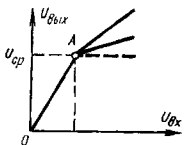
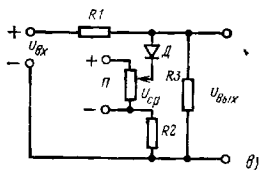
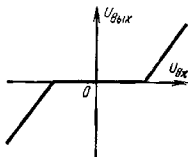
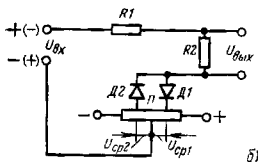
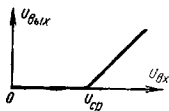
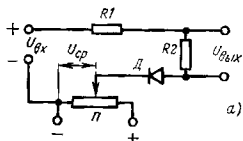


Рис 6.11.

т. е. он зависит от R_2 . Если $R_2=0$, то $k_2=0$, т. е. при изменении $U_{вх}$ выходное напряжение будет оставаться равным $U_{ср}$. Практически даже при $R_2=0$ все равно есть падение напряжения на вентиле D и сопротивление потенциометра $П$ не равно нулю, в результате чего $k_2>0$ и $U_{вых}$ будет возрастать с увеличением $U_{вх}$. Можно параллельно резистору R_3 включить несколько цепочек с различными $U_{ср}$ и добавочными сопротивлениями, что позволит реализовать достаточно сложные нелинейные зависимости $U_{вых}=f(U_{вх})$.

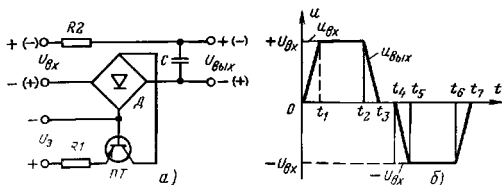


Рис 6.12.

Во всех рассмотренных формирующих устройствах иногда вместо напряжения сравнения используют стабилитроны, пробивное напряжение которых выбирают равным требуемому напряжению сравнения $U_{ср}$. Очень часто рассмотренные формирующие устройства применяются в сочетании с операционными усилителями. В качестве примера на рис. 6.11, г приведены схемы и характеристики формирующего устройства с операционным усилителем, обеспечивающего нелинейную характеристику $U_{вых}=f(U_{вх})$.

Формирующие устройства, преобразующие входной сигнал в сигнал, изменяющийся по определенному закону в функции времени, применяются в автоматических системах регулирования в качестве корректирующих устройств, регуляторов, задатчиков интенсивности для получения требуемых как статических, так и динамических свойств системы.

В качестве примера на рис. 6.12, а, б приведены схема и характеристика задатчика интенсивности, преобразующего входное напряжение $U_{вх}$, подаваемое на вход задатчика скачком, в напряжение $U_{вых}$, линейно изме-

ияющиеся в функции времени. Транзистор *ПТ* включен по схеме с общей базой. В такой схеме включения ток в коллекторной цепи транзистора не зависит от нагрузки и от разности напряжений $U_{\text{вых}}$ и $U_{\text{вх}}$, а однозначно определяется током в цепи эмиттер—база. Эмиттерный ток зависит от подаваемого напряжения $U_{\text{э}}$ и сопротивления $R1$. При подаче скачком входного напряжения $U_{\text{вх}}$ с полярностью, показанной на рис. 6.12, *а*, постоянный по значению ток будет протекать по цепи $+U_{\text{вх}}$, $R2$, C , $D2$, база *ПТ*, коллектор *ПТ*, $D4$, $-U_{\text{вх}}$. В результате заряда конденсатора постоянным по значению током $i_{\text{э}}$ напряжение на нем растет по линейному закону:

$$u_{\text{вых}} = i_{\text{э}} t / C. \quad (6.14)$$

Временная диаграмма, иллюстрирующая работу задатчика интенсивности, представлена на рис. 6.12, *б*. В момент времени $t=0$ на вход задатчика интенсивности скачком подается напряжение $+U_{\text{вх}}$. Выходное напряжение начинает нарастать по линейному закону и через время t_1 достигает значения $+U_{\text{вх}}$, после чего рост его прекращается. В момент времени t_2 напряжение $U_{\text{вх}}$ становится равным нулю, а $u_{\text{вых}}$ будет уменьшаться за счет разряда конденсатора током $i_{\text{р}}=i_{\text{э}}$ по цепи $+u_{\text{с}}$, $R2$, $-U_{\text{вх}}$, $+U_{\text{вх}}$, $D3$, база *ПТ*, коллектор *ПТ*, $D1$, $-u_{\text{с}}$. В момент времени t_3 $u_{\text{вых}}=0$. При подаче $U_{\text{вх}}$ другой полярности в момент времени t_4 процессы будут протекать аналогично, только ток заряда конденсатора поменяет свой знак и поменяет полярность напряжения на конденсаторе, а значит, и напряжения $u_{\text{вых}}$.

В качестве командных устройств могут использоваться кнопки, ключи управления, контакты различных электрических аппаратов, бесконтактные командоконтроллеры и т. д.

На рис. 6.13, *а* приведена одна из схем бесконтактного командоконтроллера (командоаппарата). Основу схемы составляет бесконтактный сельсин $C_{\text{с}}$, ротор которого может поворачиваться при помощи рукоятки или педалей. Однофазная обмотка 1 сельсина подключена к сети переменного тока, к двум фазам его трехфазной обмотки 2 подключены фазочувствительный выпрямитель $B1$ и выпрямитель $B2$ с конденсатором C для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения. При повороте ротора сельсина линейное напряжение $U_{\text{л}}$ на выходе его, изменяясь во времени по синусоидальному закону,

находится в фазе или противофазе с напряжением однофазной обмотки в зависимости от направления поворота ротора от некоторого начального положения. По значению напряжение U_L изменяется от 0 в начальном положении до $U_{L \max}$ при повороте ротора на угол $\varphi = \pm 90^\circ$.

Зависимости выпрямленных напряжений $U_{\text{вых1}}$ и $U_{\text{вых2}}$ на выходах схемы командоконтроллера показаны в функции угла φ на рис. 6.13, б. Напряжение $U_{\text{вых1}}$ при углах $-30^\circ < \varphi < 30^\circ$ изменяется практически по прямой линии, при углах $|\varphi| > 30^\circ$ оно остается постоянным. Это напряжение предназначается для управления вентильным преобразователем, питающим якорную цепь двигателя. Напряжение $U_{\text{вых2}}$ используется при двухзонном регулировании угловой скорости двигателя для управления преобразователем в цепи обмотки возбуждения двигателя.

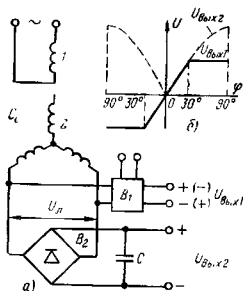


Рис. 6.13.

6.3. ТИПОВЫЕ ДИНАМИЧЕСКИЕ ЗВЕНЬЯ

В различных по назначению и устройству элементах автоматических систем регулирования связь между выходной и входной величинами может описываться одним и теми же математическими выражениями. С этой точки зрения все разнообразие существующих элементов можно характеризовать небольшим числом типовых динамических звеньев или их комбинациями.

Различают следующие типы звеньев: безынерционное (пропорциональное); апериодическое (инерционное); интегрирующее; дифференцирующее; колебательное и др.

Безынерционное звено. К безынерционным звеньям относятся такие, у которых выходная величина $x_{\text{вых}}$ связана со входной $x_{\text{вх}}$ соотношением: $x_{\text{вых}} = kx_{\text{вх}}$, где k — коэффициент усиления звена (он может быть как больше, так и меньше 1, (в частном случае может быть ра-

вен 1). В таком звене при подаче на его вход сигнала $x_{вх}$ скачком на выходе его появляется сигнал, равный $x_{вых}$ (рис. 6.14, а).

Примером безынерционного звена может быть операционный усилитель (см. рис. 6.10, б). В некоторых случаях считают, что в тиристорном преобразователе процессы протекают мгновенно. Тогда тиристорный преобразователь рассматривается как безынерционное звено с коэффициентом усиления $k_{ц}$.

На структурной схеме безынерционного звена обозначается, как это показано на рис. 6.14, б.

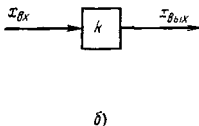
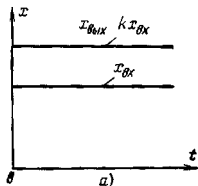


Рис. 6.14.

Апериодическое (инерционное) звено. К апериодическим звеньям относятся такие, у которых выходная и входная величины связаны соотношением

$$x_{вых} + T \frac{dx_{вых}}{dt} = kx_{вх}, \quad (6.15)$$

где T — постоянная времени; k — коэффициент усиления, $dx_{вых}/dt$ — скорость изменения выходной величины, (называемая ее производной).

Примером апериодического звена может служить обмотка возбуждения двигателя. Ее эквивалентная схема изображена на рис. 6.15, а и включает в себя: L — индуктивность обмотки; R — активное сопротивление обмотки. При подаче напряжения $U_{вх}$ скачком на обмотку возбуждения ток в ней не может измениться скачком за счет появления э. д. с. самоиндукции $e = L di/dt$. В первый момент времени ток останется равным нулю, а $e = U_{вх}$. В дальнейшем условие электрического равновесия запи-

шется следующим образом:

$$U_{\text{вх}} = iR + L \frac{di}{dt}. \quad (6.16)$$

Умножив и поделив в (6.16) последний член на R и обозначив $L/R = T$, $iR = u_{\text{вых}}$, получим:

$$u_{\text{вых}} + T \frac{du_{\text{вых}}}{dt} = U_{\text{вх}}. \quad (6.17)$$

Уравнение (6.17) соответствует выражению (6.15) при $k=1$.

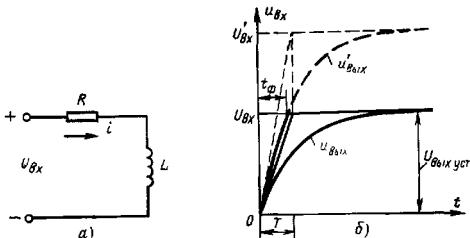


Рис. 6.15.

Из (6.16) следует, что с ростом тока будет уменьшаться $L di/dt$, т. е. при постоянной индуктивности будет уменьшаться скорость нарастания тока.

Ток в обмотке возбуждения будет изменяться по закону:

$$i = \frac{U_{\text{вх}}}{R} (1 - e^{-t/T}),$$

т. е.

$$u_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} (1 - e^{-t/T}),$$

где $T = L/R$ — постоянная времени обмотки возбуждения, с.

Кривая изменения $u_{\text{вых}}$ приведена на рис. 6.15, б. Эта кривая называется экспонентой, а такой характер изменения $u_{\text{вых}}$ именуют апериодическим. За время, равное T , выходная величина $u_{\text{вых}}$ нарастает до $0,632 U_{\text{вых.уст}}$, а за время $(3 \div 4)T$ практически достигает значения $U_{\text{вых.уст}} = U_{\text{вх}}$.

К апериодическим звеньям относится цепочка RC , показанная на рис. 6.16. Здесь напряжение на конденсаторе не может измениться скачком при подаче $U_{вх}$ скачком.

Ток заряда конденсатора зависит от емкости конденсатора C и от скорости изменения напряжения на нем, т. е.

$$i = C \frac{du_C}{dt}, \quad (6.18)$$

где $u_C = u_{вых}$.

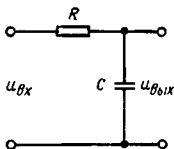


Рис. 6.16.

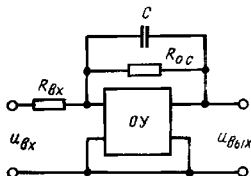


Рис. 6.17.

Уравнение электрического равновесия в данном случае будет иметь следующий вид:

$$U_{вх} = iR + u_C. \quad (6.19)$$

Подставляя в (6.19) значение i из (6.18) и учитывая, что $u_C = u_{вых}$, получаем:

$$u_{вых} + T \frac{du_{вых}}{dt} = U_{вх}, \quad (6.20)$$

где $T = RC$ — постоянная времени.

Как видно, и в данном примере уравнение (6.20) соответствует (6.15) при $k=1$.

Двигатель постоянного тока с независимым возбуждением при пуске вхолостую и неучете индуктивности якорной цепи также описывается уравнением, соответствующим апериодическому звену. Действительно, если в уравнение электрического равновесия якорной цепи при питании от вентильного преобразователя

$$e_{\pi} = k\Phi\omega + iR_0, \quad (6.21)$$

подставить $i = \frac{J}{k\Phi} \frac{d\omega}{dt}$, что следует из уравнения движения

электропривода при холостом ходе [см. (6.37)], получим после преобразований

$$\omega + T_M \frac{d\omega}{dt} = e_n k_d, \quad (6.22)$$

где $T_M = JR_0 / (k\Phi)^2$ — электромеханическая постоянная времени, с; J — момент инерции двигателя и всех инерционных масс привода, кг·м²; $k_d = 1 / (k\Phi)$ — коэффициент передачи.

Примером апериодического звена может служить также операционный усилитель, у которого параллельно резистору обратной связи R_{oc} включается конденсатор C , как это показано на рис. 6.17. Так как ток i_1 , протекающий через резистор R_{oc} ,

$$i_1 = u_{вх} / R_{oc},$$

а ток i_2 , протекающий через конденсатор,

$$i_2 = C \frac{du_{вых}}{dt},$$

то с учетом, что коэффициент передачи усилителя в разомкнутом состоянии очень велик, получим:

$$\frac{u_{вх}}{R_{вх}} - \frac{u_{вых}}{R_{oc}} - C \frac{du_{вых}}{dt} = 0. \quad (6.23)$$

Из (6.23) следует:

$$u_{вых} + T \frac{du_{вых}}{dt} = k u_{вх},$$

где $T = R_{oc} C$; $k = R_{oc} / R_{вх}$.

В результате получилось, что выходное и входное напряжения в схеме на рис. 6.17 связаны соотношением, аналогичным (6.15), описывающим апериодическое звено.

Уравнения вида (6.15) называются дифференциальными. В теории автоматического регулирования широко используется так называемый операторный метод записи и решения дифференциальных уравнений. При этом вместо dx/dt применяют запись $pX(p)$, а вместо x — обозначение $X(p)$.

Тогда уравнение (6.15) в оперативной форме будет иметь вид:

$$X_{вых}(p) + T p X_{вых}(p) = k X_{вх}(p). \quad (6.24)$$

Отношение $\frac{X_{\text{вых}}(p)}{X_{\text{вх}}(p)}$ называется передаточной функцией. Из (6.24) следует, что передаточная функция апериодического звена имеет вид:

$$\frac{X_{\text{вых}}(p)}{X_{\text{вх}}(p)} = \frac{k}{1 + Tp}. \quad (6.25)$$

Все рассмотренные звенья, описываемые уравнениями, соответствующими апериодическому звену, имеют одну и ту же передаточную функцию (6.25). В каждом конкретном случае будут отличаться лишь значения коэффициента k и постоянной времени T .

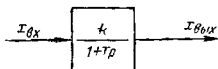


Рис. 6.18.

Следует отметить, что тиристорный преобразователь во многих случаях может также рассматриваться как апериодическое звено, т. е.

$$E_n(p)/U_y(p) = k_n(1 + T_n p),$$

где k_n и T_n — коэффициент усиления и постоянная времени тиристорного преобразователя.

Отметим, что убыстрение (форсировка) процесса изменения напряжения на выходе апериодического звена достигается путем подачи на вход звена повышенного напряжения $U'_{\text{вх}}$ (рис. 6.15). При той же постоянной времени T напряжение $u_{\text{вых}}$ нарастает до значения $U_{\text{вых.уст}}$ за время $t_f \ll (3 \div 4)T$. Чтобы при этом сохранить прежнее установившееся значение $U_{\text{вых.уст}}$, нужно в момент времени t_f снять форсировку.

На структурной схеме* апериодическое звено изображается так, как показано на рис. 6.18.

Интегрирующее звено. К интегрирующим звеньям относятся такие, у которых выходная величина связана с входной соотношением

$$u_{\text{вх}} = T \frac{du_{\text{вых}}}{dt}. \quad (6.26)$$

* Структурная схема автоматической системы регулирования представляет собой условную схему, на которой все элементы системы изображают в виде типовых динамических звеньев или их комбинаций и показывают все связи между этими звеньями (т. е. цепи передачи сигналов).

Переходя к операторной форме записи, получаем:

$$U_{\text{вх}}(p) = TrU_{\text{вых}}(p)$$

или

$$U_{\text{вых}}(p)/U_{\text{вх}}(p) = 1/(Tp). \quad (6.27)$$

Соотношение (6.27) представляет собой передаточную функцию интегрирующего звена.

Примером интегрирующего звена может служить операционный усилитель, у которого в цепи обратной связи включен конденсатор. Схема усилителя показана на рис. 6.19, а.

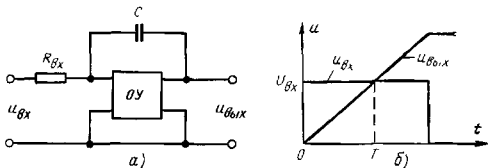


Рис. 6.19.

Здесь ток, протекающий через конденсатор C , определяется как

$$i_C = C \frac{du_{\text{вых}}}{dt}. \quad (6.28)$$

В соответствии с (6.23) для такой схемы включения операционного усилителя

$$\frac{U_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}} - C \frac{dU_{\text{вых}}}{dt} = 0,$$

т. е.

$$u_{\text{вх}} = T \frac{du_{\text{вых}}}{dt}, \quad (6.29)$$

где $T = R_{\text{вх}}C$.

Как видно из (6.29), выходная и входная величины усилителя связаны соотношением (6.26), описывающим интегрирующее звено. При подаче на вход этого звена постоянного входного сигнала $U_{\text{вх}}$ выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ будет увеличиваться во времени по линейному закону, как показано на рис. 6.19, б. Через время $t=T$ значение $u_{\text{вых}}$ достигнет значения $U_{\text{вх}}$. Если $U_{\text{вх}}$ сделать

равным нулю, то с этого момента $U_{\text{вых}}$ будет иметь постоянное значение, а ток через конденсатор будет равен нулю. Чтобы уменьшить напряжение на выходе интегрирующего звена, необходимо на его вход подать входное напряжение другой полярности.

В интегрирующем звене значения выходного сигнала представляют собой результат непрерывного последовательного суммирования во времени (накопления во вре-

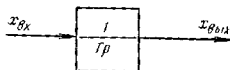


Рис. 6.20.

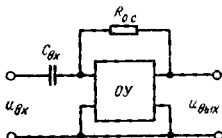


Рис. 6.21.

мени) значений входного сигнала (уменьшенных в T раз). Происходит, как говорят, интегрирование входного сигнала, а величину $U_{\text{вых}}(p) = U_{\text{вх}}(p)/Tp$ называют интегралом входной величины. На структурных схемах интегрирующее звено изображается, как показано на рис. 6.20.

Дифференцирующее звено. К дифференцирующим звеньям относятся такие, у которых входная и выходная величины связаны соотношением

$$x_{\text{вых}} = T \frac{dx_{\text{вх}}}{dt}. \quad (6.30)$$

Примером подобного звена может служить операционный усилитель с конденсатором на входе (рис. 6.21). В этом случае по аналогии с (6.23) получается соотношение

$$C_{\text{вх}} \frac{du_{\text{вх}}}{dt} - \frac{u_{\text{вых}}}{R_{\text{ос}}} = 0,$$

или

$$u_{\text{вых}} = T \frac{du_{\text{вх}}}{dt},$$

где $T = R_{\text{ос}} C_{\text{вх}}$.

В дифференцирующем звене выходная величина пропорциональна скорости изменения (производной) входной величины (говорят, что такое звено дифференцирует входной сигнал). При подаче на вход сигнала скачком

выходное напряжение теоретически должно иметь бесконечно большую величину. Практически такое устройство не может быть реализовано из-за помех. В реальных звеньях выходное напряжение пропорционально скорости изменения входного лишь приближенно. Такие звенья называются реальными дифференцирующими звеньями. В реальном дифференцирующем звене последовательно с конденсатором $C_{вх}$ включается резистор R_1 . В этом случае выходное напряжение связано с входным следующим соотношением:

$$u_{вых} + T \frac{du_{вых}}{dt} = kT \frac{du_{вх}}{dt}, \quad (6.31)$$

где $k = R_0 c / R_1$.

В операторной форме уравнение (6.31) запишется следующим образом:

$$U_{вых}(p)(1 + Tp) = kTpU_{вх}(p). \quad (6.32)$$

Передаточная функция такого звена в соответствии с (6.32) будет иметь вид:

$$U_{вых}(p)/U_{вх}(p) = kTp/(1 + Tp). \quad (6.33)$$

Изменение выходной величины при подаче скачком напряжения на вход реального дифференцирующего звена представлено на рис. 6.22.

На структурных схемах реальное дифференцирующее звено изображается, как показано на рис. 6.23.

Колебательное звено. К колебательным звеньям относятся такие звенья, у которых входная и выходная величины связаны соотношением

$$T_1 T_2 \frac{d^2 x_{вых}}{dt^2} + T_2 \frac{dx_{вых}}{dt} + x_{вых} = kx_{вх}, \quad (6.34)$$

где $d^2 x_{вых}/dt^2$ — ускорение, с которым происходит изменение величины $x_{вых}$ (вторая производная величина $x_{вых}$).

Примером колебательного звена может служить электрический двигатель постоянного тока независимого возбуждения при постоянном потоке и изменении напряжения на его якоре, когда учитывается влияние индуктивности якорной цепи. Уравнение электрического равновесия якорной цепи в общем случае питания двигателя от вентильного преобразователя имеет вид:

$$e_n = e + iR_0 + L_0 \frac{di}{dt}, \quad (6.35)$$

где i — ток якорной цепи; e — э. д. с. двигателя; R_0 и L_0 — активное сопротивление и индуктивность якорной цепи, включая и источник питания; $e_{\text{п}}$ — э. д. с. источника питания (вентильного преобразователя).

Уравнение (6.35) можно записать в виде

$$e_{\text{п}} = e + iR_0 + T_{\text{я}} \frac{diR_0}{dt}, \quad (6.36)$$

где $T_{\text{я}} = L_0/R_0$ — электромагнитная постоянная времени якорной цепи, с.

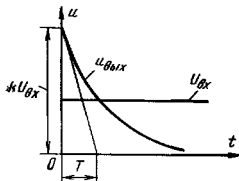


Рис. 6.22.

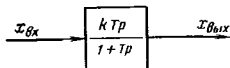


Рис. 6.23.

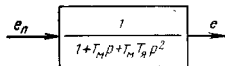


Рис. 6.24.

Уравнение механического равновесия (уравнение движения):

$$M - M_{\text{ст}} = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (6.37)$$

где M — момент, развиваемый двигателем; $M_{\text{ст}}$ — момент сопротивления на валу двигателя; J — приведенный момент инерции; $d\omega/dt$ — ускорение двигателя. При $M_{\text{ст}} = 0$ с учетом, что $M = k\Phi i$, из (6.37) получим:

$$i = \frac{J}{k\Phi} \frac{d\omega}{dt}. \quad (6.38)$$

Умножив (6.38) на R_0 , поделив и умножив правую часть на $k\Phi$, получим:

$$iR_0 = \frac{JR_0}{(k\Phi)^2} \frac{d(k\Phi\omega)}{dt} \quad (6.39)$$

или

$$iR_0 = T_{\text{м}} \frac{de}{dt}, \quad (6.40)$$

где $T_m = \frac{JR_0}{(k\Phi)^2}$ — электромеханическая постоянная времени привода, с.

Подставив iR_0 из (6.40) в (6.36), получим:

$$e + T_m \frac{de}{dt} + T_m T_\pi \frac{d^2 e}{dt^2} = e_\pi. \quad (6.41)$$

Как видно из (6.41), если e_π считать за $x_{вх}$, а за $x_{вых}$ принять э. д. с. двигателя e , то двигатель в этом случае описывается соотношением (6.34) для колебательного звена.

Переходя к операторной форме записи, получим:

$$E(p) + T_m p E(p) + T_m T_\pi p^2 E(p) = \\ = (1 + T_m p + T_m T_\pi p^2) E(p) = E_\pi(p)$$

или

$$\frac{E(p)}{E_\pi(p)} = \frac{1}{1 + T_m p + T_m T_\pi p^2}. \quad (6.42)$$

Выражение (6.42) представляет собой передаточную функцию колебательного звена.

На структурной схеме двигатель в виде колебательного звена изображается, как показано на рис. 6.24.

Чаще двигатель на структурных схемах обозначают иначе. Как следует из (6.36), уравнение электрического равновесия якорной цепи есть уравнение апериодического звена, если за входную величину считать $e_\pi = e$, а за выходную iR_0 . В этом случае в операторной форме записи (6.36) будет иметь вид:

$$E_\pi(p) - E(p) = (1 + T_\pi p) I(p) R_0 \quad (6.43)$$

и якорная цепь двигателя, следовательно, может быть заменена звеном, показанным на рис. 6.25, а.

Если в уравнении механического равновесия (6.40) принять за входную величину iR_0 , а за выходную e , то уравнение (6.40) оказывается уравнением интегрирующего звена. Последнее может быть изображено согласно рис. 6.25, б.

Поскольку iR_0 является выходной величиной апериодического звена, которым будет якорная цепь двигателя, то двигатель может быть представлен последовательным соединением двух звеньев, как показано на рис. 6.25, в.

Так как входная величина в данном случае содержит э. д. с. двигателя, то окончательно структурная схема

двигателя примет вид, показанный на рис. 6.25, г. Как видно из рис. 6.25, г, колебательное звено, каким является двигатель, может быть заменено двумя последовательно соединенными звеньями (апериодическим и интегрирующим), охваченными отрицательной жесткой обратной связью по выходной величине. Характер переходного

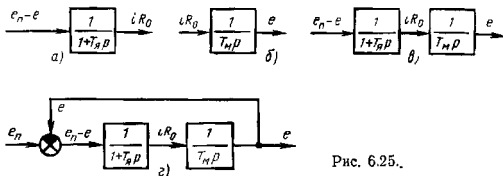


Рис. 6.25.

го процесса в таком колебательном звене при подаче на его вход скачка сигнала E_n зависит от соотношения постоянных времени $T_я$ и T_m (рис. 6.26).

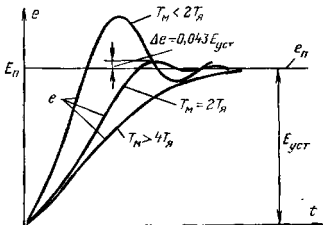


Рис. 6.26.

Если $T_m > 4T_я$, то переходный процесс носит апериодический характер и колебательное звено может быть представлено двумя последовательно соединенными апериодическими звеньями. Если $T_m < 4T_я$, переходный процесс имеет колебательный характер. Чем меньше T_m в сравнении с $T_я$, тем больше перерегулирование выходной величины, т.е. ее наибольшее превышение над установившимся значением, и переходный процесс бо-

лее колебательный. Если $T_m = 2T_n$, то перерегулирование Δe составляет 4,3% установившегося значения э.д.с. $E_{уст}$, как это показано на рис. 6.26.

Таким образом, влияние индуктивности якорной цепи следует учитывать, если T_n и T_m соизмеримы. При $T_m \gg T_n$ этим влиянием можно пренебречь и считать двигатель апериодическим звеном, описываемым уравнением (6.22).

6.4. СПОСОБЫ ПОЛУЧЕНИЯ ЖЕЛАЕМЫХ МЕХАНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК

Желаемые механические характеристики вентильного электропривода в автоматических системах регулирования могут быть получены за счет применения различных обратных связей.

На рис. 6.2 была приведена схема с отрицательной обратной связью по скорости. Проанализируем, как влияет коэффициент обратной связи k_c на вид механической характеристики.

В разомкнутой системе, когда нет обратной связи по скорости ($k_c = 0$), на вход СИФУ подается только напряжение $U_{вх.р}$, поэтому напряжение управления

$$U_{y.p} = U_{вх.р}. \quad (6.44)$$

Здесь индекс «р» означает, что эти напряжения действуют в разомкнутой системе.

При известной характеристике тиристорного преобразователя $E_d = f(U_y)$ по известному значению $U_{y.p}$ можно найти э.д.с. преобразователя $E_n = E_d$. Как указывалось ранее, в преобразователях с вертикальным управлением и синусональным опорным напряжением E_n линейно зависит от U_y (см. рис. 5.18, б). При этом связь между E_n и U_y для любых значений U_y может быть записана следующим образом:

$$E_n = k_n U_y, \quad (6.45)$$

где k_n — коэффициент усиления преобразователя.

В данном случае k_n является постоянной величиной во всем диапазоне изменения U_y .

Для преобразователя с пилообразным опорным напряжением зависимость $E_n = f(U_y)$ приведена на рис. 5.17, б. Здесь нет пропорциональной зависимости между E_n и U_y . Однако на рабочем участке кривая $E_n = f(U_y)$

может быть линеаризована. В этом случае можно считать, что $E_n = k_n U_y$.

При известном значении k_n с учетом (6.44) можно записать условие электрического равновесия для якорной цепи двигателя (при $\Phi = \Phi_n$) в следующем виде:

$$U_{вх.р} k_n = k\Phi_n \omega_p + IR_0. \quad (6.46)$$

При идеальном холостом ходе, когда $I = 0$,

$$U_{вх.р} k_n = k\Phi_n \omega_{0р} \text{ и } \omega_{0р} = U_{вх.р} k_n / (k\Phi_n). \quad (6.47)$$

Обозначим $1/k\Phi_n = k_d$, тогда

$$\omega_{0р} = U_{вх.р} k_n k_d. \quad (6.48)$$

При известном входном сигнале $U_{вх.р}$ можно определить из (6.48) скорость идеального холостого хода и, наоборот, при заданной скорости идеального холостого хода $\omega_{0р}$ может быть найдено напряжение $U_{вх.р}$, которое необходимо подать на вход СИФУ:

$$U_{вх.р} = \omega_{0р} / (k_n k_d). \quad (6.49)$$

Поделив (6.49) на $k\Phi_n$, с учетом (6.47) и (6.48) получим уравнение электромеханической характеристики двигателя в разомкнутой системе:

$$\omega_p = \omega_{0р} - IR_0 / (k\Phi_n), \quad (6.50)$$

где $IR_0 / (k\Phi_n) = \Delta\omega_p = \omega_{0р} - \omega_p$ — падение скорости под действием нагрузки в разомкнутой системе.

В замкнутой системе, т.е. при наличии обратной связи по частоте вращения, напряжение управления $U_{y.з}$ равно:

$$U_{y.з} = U_{вх.з} - k_c \omega_z, \quad (6.51)$$

где $U_{вх.з}$, ω_z — входное напряжение и скорость двигателя в замкнутой системе, что отмечено индексом «з».

Умножив $U_{y.з}$ на коэффициент k_n , найдем э.д.с. преобразователя $E_{п.з}$ и запишем снова условие электрического равновесия:

$$U_{y.з} k_n = k\Phi_n \omega_z + IR_0. \quad (6.52)$$

Подставив в (6.52) $U_{y.з}$ из (6.51) и поделив на $k\Phi_n$ после преобразований получим:

$$(U_{вх.з} - k_c \omega_z) k_n k_d = \omega_z + IR_0 / (k\Phi_n). \quad (6.53)$$

При идеальном холостом ходе, когда $I=0$, соотношение (6.53) будет иметь вид:

$$U_{\text{вх.з}} k_{\text{п}} k_{\text{д}} = \omega_{03} (1 + k_{\text{с}} k_{\text{п}} k_{\text{д}}), \quad (6.54)$$

где ω_{03} — скорость идеального холостого хода при наличии обратной связи.

Из (6.54) может быть найдено $U_{\text{вх.з}}$ при известной скорости идеального холостого хода ω_{03} :

$$U_{\text{вх.з}} = \frac{\omega_{03} (1 + k_{\text{с}} k_{\text{п}} k_{\text{д}})}{k_{\text{п}} k_{\text{д}}}. \quad (6.55)$$

Если требуется получить скорость ω_{03} , равную скорости идеального холостого хода, $\omega_{0\text{р}}$, то, подставив значения последней из (6.47), можно установить связь между входными напряжениями в замкнутой $U_{\text{вх.з}}$ и разомкнутой $U_{\text{вх.р}}$ системах:

$$U_{\text{вх.з}} = U_{\text{вх.р}} (1 + k_{\text{с}} k_{\text{п}} k_{\text{д}}). \quad (6.56)$$

Отсюда видно, что в замкнутой системе на вход необходимо подать напряжение в $1 + k_{\text{с}} k_{\text{п}} k_{\text{д}}$ раз больше, чем в разомкнутой.

При наличии нагрузки на валу двигателя из (6.53) с учетом (6.55) найдем уравнение электромеханической характеристики двигателя в замкнутой системе:

$$\omega_{\text{з}} = \omega_{03} - \frac{IR_0}{k\Phi_{\text{н}}} \frac{1}{1 + k_{\text{с}} k_{\text{п}} k_{\text{д}}}. \quad (6.57)$$

Обозначив $\Delta\omega_{\text{з}} = \omega_{03} - \omega_{\text{з}}$, с учетом, что $IR_0/(k\Phi_{\text{н}}) = \Delta\omega_{\text{р}}$, получим:

$$\Delta\omega_{\text{з}} = \Delta\omega_{\text{р}} \frac{1}{1 + k_{\text{с}} k_{\text{п}} k_{\text{д}}}. \quad (6.58)$$

Как видно из (6.58), падение скорости в системе с обратной связью в $1 + k_{\text{с}} k_{\text{п}} k_{\text{д}}$ раз меньше, чем падение скорости в разомкнутой системе при той же нагрузке, причем с увеличением коэффициента обратной связи $k_{\text{с}}$ $\Delta\omega_{\text{з}}$ становится все меньше и меньше. Теоретически при $k_{\text{с}} \rightarrow \infty$ $\Delta\omega_{\text{з}} \rightarrow 0$, т. е. в этом случае нагрузка не влияла бы на скорость двигателя в установившемся режиме. Практически, разумеется, реализовать $k_{\text{с}} = \infty$ не представляется возможным, и в системе с обратной связью по скорости всегда будет существовать ее падение с ростом нагрузки. Так как при постоянном потоке двигателя $M \sim I$, то условие (6.58) распространяется и на механические характеристики двигателя.

На рис. 6.27 приведены характеристики двигателя в разомкнутой и в замкнутой системе для различных коэффициентов обратной связи по скорости. Здесь при моменте $M=M_{cr}$ показаны падение скорости $\Delta\omega_p$ в разомкнутой системе и падения скорости $\Delta\omega_{z1}$ и $\Delta\omega_{z2}$ в замкнутой системе при $k_c=k_{c1}$ и $k_c=k_{c2}$.

Из (6.58) при известном $\Delta\omega_p$ можно найти коэффициент обратной связи по скорости $k_{c,необх}$, необходимый

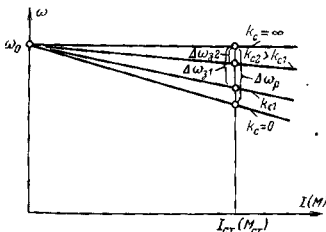


Рис. 6.27.

для получения в замкнутой системе заданного падения скорости $\Delta\omega_z$:

$$k_{c,необх} = \frac{(\Delta\omega_p / \Delta\omega_z - 1)}{k_n k_d}. \quad (6.59)$$

Если по каким-либо причинам необходимый коэффициент $k_{c,необх}$ не может быть реализован, то в прямой канал включают дополнительный усилитель Y (с коэффициентом усиления k_y), как это показано на рис. 6.28.

В этом случае

$$k'_{c,необх} = k_{c,необх} / k_y,$$

где $k'_{c,необх}$ — необходимый коэффициент обратной связи по скорости при наличии дополнительного усилителя. Очевидно, что k_y можно выбрать таким, чтобы $k'_{c,необх}$ всегда удавалось реализовать.

В некоторых случаях вместо обратной связи по скорости, для измерения которой требуется тахогенератор или другое устройство (например, тахометрический мост), используют отрицательную обратную связь по

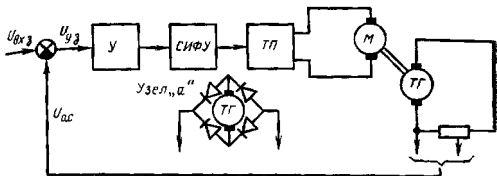


Рис. 6.28.

напряжению двигателя. Такая схема приведена на рис. 6.29. Здесь на входе СИФУ сравниваются напряжения $U_{вх.з}$ и $U_{о.н}$. Напряжение $U_{о.н}$ представляет собой напряжение обратной связи, пропорциональное напряжению на двигателе U_d .

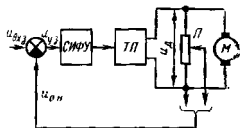


Рис. 6.29.

Оно снимается с части потенциометра Π и равно:

$$U_{о.н} = k_n U_d,$$

где k_n — коэффициент обратной связи по напряжению.

Для приведенной схемы значение э. д. с. преобразователя может быть найдено из следующего равенства:

$$E_{\Pi} = U_{уд} k_{\Pi} \Rightarrow (U_{вх.з} - U_{о.н}) k_{\Pi}. \quad (6.60)$$

Уравнение электрического равновесия якорной цепи с учетом (6.60) будет иметь вид:

$$(U_{вх.з} - k_n U_d) k_{\Pi} = k\Phi_n \omega + IR_0. \quad (6.61)$$

Учитывая, что $U_d = k\Phi_n \omega + IR_d$ (R_d — собственное сопротивление двигателя), после преобразований из (6.61) получаем:

$$U_{вх.з} k_{\Pi} k_d = \omega (1 + k_n k_d) + \frac{IR_0}{k\Phi_n} \left(1 + \frac{R_d}{R_0} k_n k_d \right). \quad (6.62)$$

В режиме идеального холостого хода в замкнутой системе

$$U_{вх.з} = \frac{\omega_0 (1 + k_n k_d)}{k_{\Pi} k_d}. \quad (6.63)$$

В разомкнутой системе ($k_n=0$) $U_{вх.р}$ останется тем же, что и в предыдущем случае; т. е. $U_{вх.р}=\omega_{0р}/(k_n k_d)$.

Если $\omega_{0р}=\omega_{0з}$, то связь между входными напряжениями $U_{вх.з}$ и $U_{вх.р}$ будет иметь вид:

$$U_{вх.з} = U_{вх.р} (1 + k_n k_n). \quad (6.64)$$

Из (6.64) видно, что в системе с отрицательной обратной связью по напряжению для получения той же скорости идеального холостого хода, что и в разомкнутой системе, входное напряжение должно было увеличено в $1+k_n k_n$ раз.

Подставив $U_{вх.з}$ из (6.64) в (6.62), с учетом, что $IR_0/(k\Phi_n)=\Delta\omega_p$, после преобразований получим:

$$\Delta\omega_z = \omega_{0з} - \omega_z = \Delta\omega_p \frac{1 + \frac{R_d}{R_0} k_n k_n}{1 + k_n k_n}. \quad (6.65)$$

Как видно из (6.65), падение скорости $\Delta\omega_z$ в системе с обратной связью по напряжению двигателя меньше, чем в разомкнутой системе. Так как R_d всегда меньше R_0 , то $\Delta\omega_z$ с ростом k_n уменьшается. При очень больших значениях k_n ($k_n \rightarrow \infty$) можно считать, что $k_n k_n \gg 1$ и $\frac{R_d}{R_0} k_n k_n \gg 1$. Тогда (6.65) будет иметь вид:

$$\Delta\omega_z = \Delta\omega_p \frac{\frac{R_d}{R_0} k_n k_n}{k_n k_n} = \frac{IR_0}{k\Phi_n} \frac{R_d}{R_0} = \frac{IR_d}{k\Phi_n}. \quad (6.66)$$

Таким образом, при бесконечно большом коэффициенте обратной связи по напряжению падение скорости двигателя при приложении нагрузки будет таким же, как в случае питания его якоря от сети постоянного тока с бесконечно большой мощностью (когда сопротивление сети равно нулю).

Если в разомкнутой системе угловая скорость двигателя снижалась при его нагрузке за счет падения напряжения в преобразователе и в двигателе, то в системе с обратной связью по напряжению падение напряжения в преобразователе компенсируется благодаря увеличению напряжения U_y .

Характеристики двигателя в системе с отрицательной обратной связью по напряжению приведены на рис. 6.30.

При известном значении $\Delta\omega_p$ можно найти из (6.66) коэффициент обратной связи по напряжению, необходимый для получения заданного значения $\Delta\omega_3$:

$$k_{п.необх} = \frac{1}{k_{п}} \frac{(\Delta\omega_p/\Delta\omega_3) - 1}{1 - (\Delta\omega_p/\Delta\omega_3)(R_d/R_0)}. \quad (6.67)$$

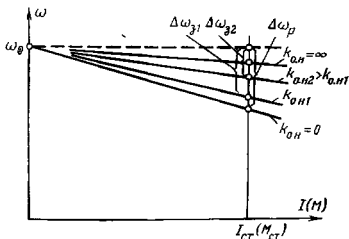


Рис. 6.30.

В тех случаях, когда требуется получить более жесткие характеристики электропривода, чем это может обеспечить система регулирования с отрицательной обратной связью по напряжению, применяют отрицательную обратную связь по напряжению совместно с положительной компенсирующей связью по току. Такая схема приведена на рис. 6.31. Здесь напряжение управления $U_{y.з}$, подаваемое на СИФУ, равно:

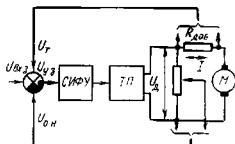


Рис. 6.31.

$$U_{y.з} = U_{вх.з} - U_{о.н} + U_{т},$$

где $U_{о.н} = k_{п} U_{д}$; $U_{т} = k_{т} I R_0$, коэффициент токовой связи $k_{т} = R_{доб}/R_0$.

Уравнение электрического равновесия якорной цепи для этой схемы будет иметь вид:

$$(U_{вх.з} - k_{п} U_{д} + k_{т} I R_0) k_{п} = k \Phi_{н} \omega_3 + I R_0. \quad (6.68)$$

Подставив в (6.68) $U_d = k\Phi_n\omega_s + IR_d$, после преобразований получим:

$$\Delta\omega_s = \omega_{0s} - \omega_s = \Delta\omega_p \frac{1 + \frac{R_d}{R_0} k_n k_n - k_T k_n}{1 + k_n k_n}. \quad (6.69)$$

Из (6.69) видно, что изменяя величину k_T , можно получить, например, $\Delta\omega_s = 0$, если

$$1 + \frac{R_d}{R_0} k_n k_n - k_T k_n = 0. \quad (6.70)$$

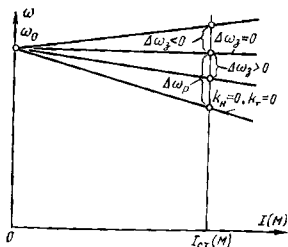


Рис 6.32.

Если же выбрать коэффициент k_n и k_T так, чтобы $1 + \frac{R_d}{R_0} k_n k_n - k_T k_n < 0$, то $\Delta\omega_s$ станет отрицательным, т. е. с увеличением нагрузки на валу двигателя скорость его будет не снижаться, как в разомкнутой системе, а возрастать. Характеристики для рассматриваемой схемы приведены на рис 6.32.

Целый ряд механизмов может требовать от системы управления электроприводом ограничения момента (или тока) двигателя при возникновении перегрузок. Иногда возникают требования ограничения скорости, напряжения и т. д. В таких случаях для получения желаемых механических характеристик могут дополнительно применяться отрицательные обратные связи с отсечками. Наибольшее распространение находит отрицательная обратная связь по току с отсечкой (токовая отсечка).

Схема с токовой отсечкой приведена на рис. 6.33. Принято, что другие обратные связи, обеспечивающие требуемую жесткость механических характеристик, отсутствуют.

В этой схеме при токах, меньших определенного значения (пока $U_T < U_{отс}$, где $U_{отс}$ — напряжение отсечки), на узел сравнения СУ поступает только входное напряжение $U_{вх}$ и система представляет собой обычную ра-

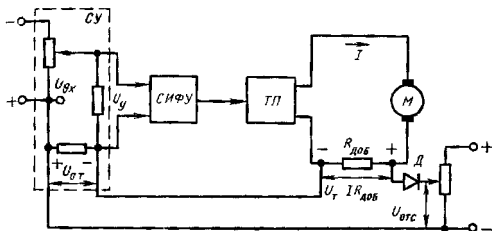


Рис 6 33

зомкнутую систему. С возрастанием тока двигателя при увеличении нагрузки на его валу возрастает напряжение $U_T = IR_{доб}$. При $U_T > U_{отс}$ разность напряжений, т. е. сигнал обратной связи по току

$$U_{о.т} = U_T - U_{отс}, \quad (6.71)$$

будет подаваться на узел сравнения (разность обратного знака подаваться не может из-за вентиля Д). Появление напряжения $U_{о.т}$ уменьшит при неизменном $U_{вх}$ напряжение $U_y = U_{вх} - U_{о.т}$, что приведет к снижению напряжения на тиристорном преобразователе и скорости двигателя.

Уравнение электрического равновесия якорной цепи при работе токовой обратной связи будет иметь вид

$$(U_{вх} - U_{о.т}) k_n = k\Phi_n \omega + IR_0. \quad (6.72)$$

Подставив в (6.72) $U_{о.т}$ из (6.71) и $U_T = IR_{доб}$, после преобразований найдем уравнение электромеханиче-

ской характеристики двигателя в системе с токовой отсечкой:

$$\omega = \frac{(U_{вх} + U_{отс}) k_{\Pi}}{k\Phi_{\Pi}} - \frac{IR_0}{k\Phi_{\Pi}} \left(1 + \frac{R_{доб}}{R_0} k_{\Pi} \right) \text{ при } I > I_{отс}, \quad (6.73)$$

где $I_{отс} = U_{отс}/R_{доб}$ — ток отсечки.

Как видно из (6.73), характеристика представляет собой участок прямой линии, проходящей через фиктив-

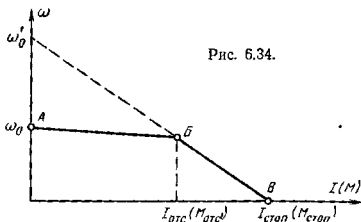


Рис. 6.34.

ную точку, лежащую на оси скорости: $\omega'_0 = (U_{вх} + U_{отс}) k_{\Pi} / (k\Phi_{\Pi})$, и точку

$$I_{стоп} = \frac{(U_{вх} + U_{отс}) k_{\Pi}}{R_0 \left(1 + \frac{R_{доб}}{R_0} k_{\Pi} \right)}, \quad (6.74)$$

лежащую на оси токов; $I_{стоп}$ — ток при скорости, равной нулю, называется током стопорения.

Характеристика показана на рис. 6.34. На участке AB токовая отсечка не действует. На участке BB действует токовая отсечка и характеристика удовлетворяет уравнению (6.73). Обычно ток стопорения $I_{стоп}$ выбирают, исходя из максимально допустимого значения тока якоря двигателя. Ток $I_{отс}$ выбирается в зависимости от желаемого наклона характеристики. При известных значениях $I_{стоп}$ и $I_{отс}$ рассчитывается $R_{доб}$ для данной схемы. Из (6.74) после подстановки $U_{отс} = I_{отс} R_{доб}$ получим:

$$R_{доб} = \frac{U_{вх} k_{\Pi} - I_{стоп} R_0}{(I_{стоп} - I_{отс}) k_{\Pi}}. \quad (6.75)$$

Затем определяется необходимое напряжение сравнения

$$U_{отс} = I_{отс} R_{доб}. \quad (6.76)$$

Для реверсивного преобразователя, когда ток в якорной цепи может менять знак, схема с токовой отсечкой

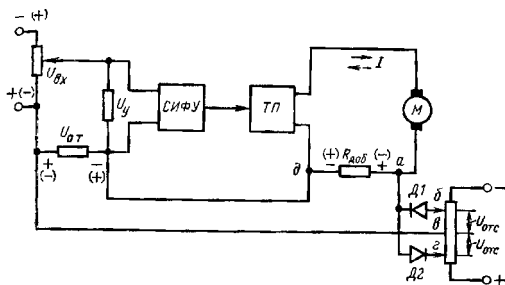


Рис. 6.35.

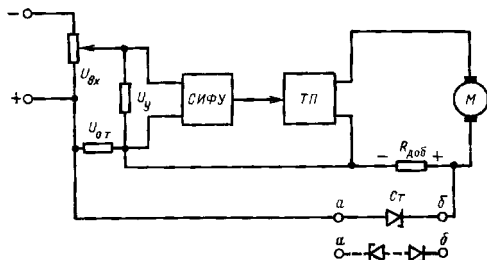


Рис. 6.36.

приведена на рис. 6.35. Полярности на схеме без скобок указаны для условного направления «Вперед». Если ток в якорной цепи больше $I_{отс}$, то U_y станет больше $U_{отс}$ и будет проходить ток обратной связи по цепи: точка а, вентиль Д2, точка з, точка в, узел сравнения,

точка δ . При обратной полярности тока в якорной цепи и $U_T > U_{отс}$ ток обратной связи протекает по цепи: точка δ , узел сравнения, точка ϵ , точка β , вентиль Д1, точка α в якорной цепи.

Следует отметить, что вместо напряжения сравнения $U_{отс}$ могут использоваться стабилитроны $Ст$ с пробивным напряжением, равным $U_{отс}$. Схема для этого случая приведена на рис. 6.36. При реверсивном варианте используют два обратно включенных стабилитрона, как это показано внизу на рис. 6.36.

Таким образом, выбирая те или иные обратные связи с необходимыми коэффициентами, можно получить желаемые механические характеристики двигателя.

6.5. СПОСОБЫ ФОРМИРОВАНИЯ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ

Как уже отмечалось в § 6.1, автоматические системы регулирования должны не только поддерживать регулируемую величину на заданном уровне в установившемся режиме, но и обеспечить требуемый характер протекания переходных процессов. В зависимости от требований к системе электропривода возможны два подхода к построению автоматических систем регулирования.

В первом случае выбирают параметры обратных связей с целью получения желаемых механических характеристик, после чего анализируются переходные процессы в системе регулирования. Если характер протекания переходных процессов не удовлетворяет предъявляемым требованиям, в систему регулирования вводятся или дополнительные корректирующие устройства или гибкие обратные связи, улучшающие переходные процессы, но не изменяющие механических характеристик двигателя.

Во втором случае автоматические системы регулирования строятся из условия обеспечения требуемого характера переходных процессов и одновременно принимают меры для получения удовлетворительных механических характеристик. Так поступают, например, при использовании систем подчиненного регулирования с последовательной коррекцией, нашедших в последнее время широкое распространение. Если нет ограничений ускорения со стороны механизма и требуется получить малое время пуска двигателя, формирование переходного

го процесса при пуске может быть осуществлено, например, путем использования токовой отсечки (рис. 6.35). Токовая отсечка позволяет ограничить ток двигателя при пуске на уровне допустимого и одновременно ограничивает ток при перегрузках двигателя, в том числе и при работе «на упор».

Если считать тиристорный преобразователь безынерционным и индуктивность якорной цепи полагать равной нулю, т. е. учитывать только механическую инерционность движения, то переходный процесс при пуске

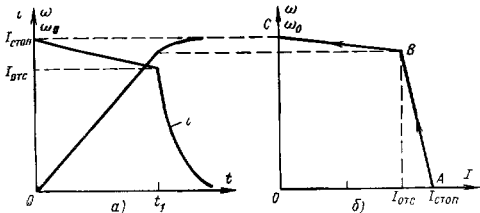


Рис. 6.37.

с токовой отсечкой в якорную цепь может характеризоваться приведенными на рис. 6.37, а кривыми тока i и скорости ω в функции времени t . На рис. 6.37, б показана электромеханическая характеристика двигателя. При пуске ток сразу же нарастает до значения $I_{\text{стоп}}$, затем изменяется по экспоненте до значения $I_{\text{отс}}$. При $t > t_1$ ток двигателя будет меньше тока отсечки, и токовая связь не действует. На рис. 6.37, б стрелками помечено, как изменяются скорость и ток двигателя при пуске. В течение времени $0 < t < t_1$ двигатель разгоняется по участку характеристики AB , а при $t > t_1$ — по участку BC . На самом деле всегда есть индуктивность в якорной цепи и двигатель имеет постоянную времени $T_{\text{я}} \neq 0$, что существенно влияет на характер переходного процесса.

Примерный вид кривых изменения тока и скорости в функции времени при учете индуктивности якорной цепи показан на рис. 6.38, а. На рис. 6.38, б приведены соответствующая зависимость $\omega = f(I)$ — так называемая

превышающие значение тока стопорения $I_{\text{стоп}}$. Перерегулирование зависит от начального угла α , с которым открылся тиристор.

При больших значениях $T_{\text{я}}$ ток не успевает сильно измениться за один период проводимости вентилля и опасных перерегулирований быть не может. Чтобы устранить возможные перерегулирования в токе при малых постоянных времени $T_{\text{я}}$, применяют упреждающее токоограничение. Суть его заключается в том, что минимальный угол регулирования α_{min} , с которым разрешено открываться тиристорам, ограничивается в функции э. д. с. двигателя E . Чем меньше E , тем больше α_{min} и тем самым меньше перерегулирование в токе. С увеличением э. д. с. двигателя дается разрешение на уменьшение угла регулирования.

Схема, иллюстрирующая принцип реализации упреждающего токоограничения, приведена на рис. 6.39, а. Здесь ПУ — промежуточный усилитель внешнего сигнала управления $U_{\text{у}}$. Выходное напряжение усилителя $U_{\text{п.у}}$ подается на вход СИФУ тиристорного преобразователя. Вход СИФУ шунтирует цепочка со стабилитроном St , подключенная к тахометрическому мосту, схема которого приведена на рис. 6.7. Напряжение тахомоста $U_{\text{вых.тм}}$ пропорционально э. д. с. якоря двигателя. Согласно формуле (6.10)

$$U_{\text{вых.тм}} = k_{\text{н}} E. \quad (6.77)$$

Стабилитрон St имеет напряжение пробоя $U_{\text{ст}}$. Очевидно, что стабилитрон пробивается и напряжение на входе СИФУ $U'_{\text{у}}$ ограничивается на уровне

$$U'_{\text{у.огр}} = U_{\text{вых.тм}} + U_{\text{ст}}, \quad (6.78)$$

если напряжение $U_{\text{п.у}}$ превысит этот уровень. Следовательно, и э. д. с. преобразователя будет ограничена значением

$$E_{\text{н}} = k_{\text{н}} U'_{\text{у.огр}}. \quad (6.79)$$

С другой стороны, как известно, для якорной цепи двигателя справедливо соотношение

$$E_{\text{н}} = E + IR_0. \quad (6.80)$$

Обозначим $I_{\text{огр}}$ — ток якоря, при котором для данного значения э. д. с. E пробивается стабилитрон. Тогда из соотношений (6.77) — (6.80) получим:

$$E(1 - k_{\text{н}} k_{\text{н}}) = k_{\text{н}} U_{\text{ст}} - I_{\text{огр}} R_0.$$

откуда

$$I_{огр} = [k_n U_{ст} - E (1 - k_n k_n)] / R_0, \quad (6.81),$$

т. е. значения $I_{огр}$ линейно зависят от э. д. с. E (скорости двигателя).

Если выбрать $k_n = 1/k_n$, то согласно (6.81) ток $I_{огр}$ будет оставаться постоянным при любом значении E и равней стопорному току $I_{стоп}$. Требуемое напряжение пробоя стабилитрона выбирается по заданному значению $I_{стоп}$:

$$U_{ст} = I_{стоп} R_0 / k_n.$$

Для рассмотренного идеализированного случая (значение k_n принималось постоянным, не учитывалось влияние выходного сопротивления усилителя и др.) характеристика $E = f(I)$, т. е. в другом масштабе характеристика $\omega = f(I)$, на участке работы токоограничения представляет собой вертикальную прямую (рис. 6.39, б). На практике часто вместо стабилитрона $Ст$ включают цепочку из диодов (рис. 6.39, а), используя в качестве $U_{ст}$ сумму постоянных составляющих прямого падения напряжения на диодах. В реверсивных приводах включают два стабилитрона или две диодные цепочки встречно-параллельно (рис. 6.39, б, в).

При наличии в автоматической системе регулирования отрицательной обратной связи по скорости или напряжению, а также при $T_m < T_a$ переходный процесс может стать неудовлетворительным, так как возникают колебания тока и скорости со значительными перерегулированиями, или система вообще становится неустойчивой, неработоспособной. В этих случаях необходимо применять дополнительные корректирующие устройства или гибкие обратные связи. Эффективной мерой является, например, использование дополнительной отрицательной обратной связи по скорости изменения (производной) тока di/dt . Сигнал, пропорциональный di/dt , можно снимать, в частности, с обмоток дополнительных полюсов ДП и компенсационной обмотки КО двигателя. Чтобы иметь возможность изменять величину сигнала обратной связи по значению di/dt , применяют включение параллельно обмоткам дополнительных полюсов и компенсационной обмотке $R1L1$ цепочки, как это показано на рис. 6.40. Обмотка ДП и КО имеют как активное сопротивление R , так и индуктивность L . Напряжение на обмотках

КО и ДП u_{AB} в переходных процессах уравнивается падением напряжения на R и L , т. е.

$$u_{AB} = iR + L \frac{di}{dt}.$$

Для цепи $R1L1$ будет справедливо соотношение

$$u_{AB} = i_1 R1 + L1 \frac{di_1}{dt}.$$

Если выбрать параметры $R1$ и $L1$ так, чтобы

$$R1/R = L1/L = k,$$

то

$$u_{AB} = iR + L \frac{di}{dt} = \left(iR1 + L1 \frac{di}{dt} \right) / k.$$

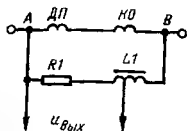


Рис. 6.40.

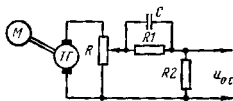


Рис. 6.41.

В результате падение напряжения на резисторе $R1$ будет пропорционально току i в якорной цепи, а напряжение, снимаемое с дросселя $L1$, будет пропорционально di/dt (считается, что активное сопротивление дросселя значительно меньше, чем $R1$).

Корректирующие устройства могут включаться как в цепь обратной связи, так и в прямой канал системы регулирования.

На рис. 6.41 приведена схема включения корректирующего устройства в цепь обратной связи по скорости двигателя. В этом случае напряжение обратной связи $u_{ог}$ будет содержать сигнал, пропорциональный не только скорости двигателя ω , но и его производной $d\omega/dt$.

Передаточная функция такого звена обратной связи:

$$\frac{u_{ог}(p)}{\omega(p)} = k \frac{1 + T_1 p}{1 + T_2 p},$$

где $k = k_{тг} k_{дел} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$; $T_1 = R_1 C$; $T_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C$; $k_{дел}$ — коэффициент передачи делителя R .

В качестве корректирующих устройств, включаемых в прямой канал системы регулирования (так называемая последовательная коррекция), могут использоваться как RC -цепочки, так и устройства на операционных усилителях, реализующие требуемые передаточные функции. Примеры корректирующих устройств на базе RC -цепочек приведены на рис. 6.42.

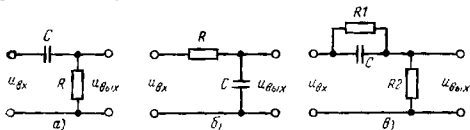


Рис. 6.42.

Устройство на рис. 6.42, а имеет передаточную функцию реального дифференцирующего звена

$$\frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{Tp}{1 + Tp},$$

где $T = RC$.

Устройство, показанное на рис. 6.42, б, описывается передаточной функцией апериодического звена

$$\frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{1}{1 + Tp},$$

где $T = RC$.

Устройство по схеме на рис. 6.42, в имеет передаточную функцию

$$\frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{k(1 + T_1 p)}{1 + T_2 p},$$

где $k = R_2 / (R_1 + R_2)$; $T_1 = R_1 C$; $T_2 = R_1 R_2 C / (R_1 + R_2)$.

Это устройство можно рассматривать как два параллельно соединенных звена: апериодическое и реальное дифференцирующее.

В последнее время в электроприводах, работающих с частыми пусками и торможениями, находят широкое применение системы подчиненного регулирования с последовательной коррекцией. В этих системах в качестве

корректирующих устройств применяются регуляторы, выполненные на базе операционных усилителей, что позволяет легко реализовать требуемые передаточные функции регуляторов. Разработаны и выпускаются промышленностью целые комплексы управляющих устройств, в которые входят конструктивно унифицированные в виде готовых блоков различного рода регуляторы, датчики, формирующие устройства и т. д., например комплекс, получивший наименование УБСР [15]. Системы подчиненного регулирования с последовательной коррекцией представляют собой, как правило, многоконтурные системы. Количество контуров выбирается равным числу регулируемых параметров. В тиристорных электроприводах наибольшее распространение нашли двухконтурные системы, содержащие контур тока и контур скорости.

Посредством введения корректирующих устройств в систему по сути дела изменяются нужным образом соотношения между постоянными времени ее элементов. Кроме того, удается уменьшить влияние некоторых больших постоянных времени, чем достигается повышение быстродействия системы. Наиболее просто это получается в случае применения операционных усилителей — регуляторов.

Рассмотрим принцип последовательной коррекции с помощью регулятора на простейшем примере. Пусть в системе есть апериодическое звено с большой постоянной времени T_1 и коэффициентом усиления, равным единице. Передаточная функция этого звена:

$$\frac{X_{\text{вых}1}(p)}{X_{\text{вх}1}(p)} = \frac{1}{1 + T_1 p}. \quad (6.82)$$

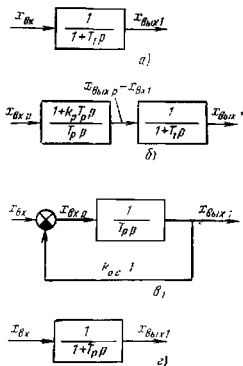


Рис. 6.43.

Звено показано на рис. 6.43, а. Включим последовательно с ним регулятор, имеющий передаточную функцию

$$\frac{X_{\text{вых.р}}(p)}{X_{\text{вх.р}}(p)} = k_p + \frac{1}{T_p p} = \frac{1 + k_p T_p p}{T_p p}, \quad (6.83)$$

т.е. регулятор выполняет роль двух работающих параллельно пропорционального и интегрирующего звеньев.* Его и называют поэтому пропорционально-интегральным или ПИ-регулятором.

Тогда структурная схема последовательно включенных ПИ-регулятора и аperiodического звена будет иметь вид, показанный на рис. 6.43, б. Передаточная функция такого соединения определится как произведение передаточных функций обоих звеньев. Получим:

$$\frac{X_{\text{вых1}}(p)}{X_{\text{вх.р}}(p)} = \frac{1 + k_p T_p p}{T_p p} \frac{1}{1 + T_1 p}. \quad (6.84)$$

Если выбрать коэффициент усиления регулятора так, чтобы $k_p T_p = T_1$, то (6.84) примет вид:

$$\frac{X_{\text{вых1}}(p)}{X_{\text{вх.р}}(p)} = \frac{1}{T_p p}. \quad (6.85)$$

Таким образом, в результате получилось эквивалентное звено с передаточной функцией интегрирующего звена. Теперь охватим это звено отрицательной обратной жесткой связью с коэффициентом связи, равным единице. Получим схему на рис. 6.43, в. Для нее передаточная функция определится следующим выражением:

$$\frac{X_{\text{вых1}}(p)}{X_{\text{вх}}(p)} = \frac{1}{1 + T_p p}, \quad (6.86)$$

Проделанные операции привели к тому, что вместо исходного аperiodического звена с большой постоянной времени T_1 в системе образовался замкнутый внутренний контур регулирования величины $X_{\text{вых1}}$, который эквивалентен также аperiodическому звену (рис. 6.43, г), но с постоянной времени T_p , которая путем соответствующей настройки регулятора может быть сделана сколь угодно малой. Полученный эффект «компенсации» постоянной времени T_1 обусловлен тем, что на вход ре-

* При записи дифференциальных уравнений в операторной форме с ними можно обращаться как с обычными алгебраическими уравнениями, считая символ p за некоторую переменную.

ального апериодического звена теперь в переходном процессе (особенно в его начальной части) подается повышенное напряжение (сигнал $X_{\text{вых.р}} > X_{\text{вх}}$) за счет пропорциональной части регулятора с коэффициентом усиления $k_p = T_1/T_p$ (чем меньше выбирается T_p , тем большим должно быть значение k_p), т. е. осуществляется форсировка процесса (см. § 6.3). К концу процесса форсировка снимается благодаря действию отрицательной

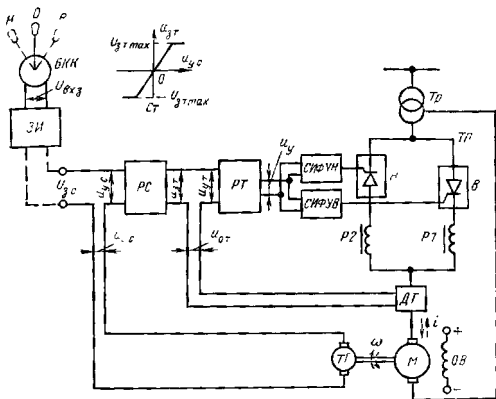


Рис. 6.44.

обратной связи. В установившемся режиме на входе регулятора сигнал будет равен нулю, т. е. $X_{\text{вых.уст}} = X_{\text{вх}}$.

В системах вентильного электропривода есть звенья как с большими, так и с малыми постоянными времени. Компенсация всех постоянных времени нереальна и просто нецелесообразна, поскольку система в таком случае стала бы не защищенной от всяких помех, поэтому компенсируют только большие постоянные времени, такие как $T_{\text{я}}$ и $T_{\text{м}}$. Малые постоянные времени (тиристорного преобразователя, фильтров на выходах усилителей, датчиков и т. п.) оставляют некомпенсированными. Переда-

точные функции регуляторов выбирают с таким расчетом, чтобы получить достаточно быстропротекающий переходный процесс с малым перерегулированием — оптимальный переходный процесс. Эту операцию называют оптимизацией системы и производят, начиная с внутреннего ее контура.

Принципиальная схема типичной двухконтурной системы приведена на рис. 6.44. Якорь двигателя получает питание от реверсивного тиристорного преобразователя *ТП* с двумя комплектами тиристоров — *В* и *Н*. В данном случае взята система с совместным управлением. На схеме: *Тр* — силовой трансформатор; *Р1* и *Р2* — уравнительные реакторы; *СИФУВ* и *СИФУН* — системы управления тиристорами комплектов. Обмотка возбуждения двигателя подключена к источнику постоянного напряжения

Внешний контур регулирования системы — замкнутый контур регулирования скорости двигателя. Отрицательная обратная связь по скорости осуществлена при помощи тахогенератора *ТГ*. Входное напряжение внешнего контура (входное напряжение системы), обозначенное $U_{з.с}$, задает требуемую скорость двигателя, поэтому это напряжение называют задающим напряжением системы. Напряжение $U_{з.с}$ алгебраически суммируется с напряжением отрицательной обратной связи по скорости $u_{о.с}$. Результирующее напряжение $u_{у.с} = U_{з.с} - u_{о.с}$ подается на вход усилителя *РС* — регулятора скорости. На выходе *РС* действует напряжение $u_{з.т}$, являющееся задающим для внутреннего контура регулирования — замкнутого контура регулирования тока якоря двигателя.

В контуре регулирования тока действует отрицательная обратная связь по току, напряжение которой $u_{о.т}$ снимается с выхода датчика тока *ДТ* и подается на вход второго усилителя *РТ* — регулятора тока. Здесь напряжение $u_{о.т}$ алгебраически суммируется с задающим напряжением $u_{з.т}$, образуя результирующее напряжение $u_{у.т}$. На выходе *РТ* формируется напряжение $u_{у}$ — напряжение управления тиристорным преобразователем.

Таким образом, в данной системе регулирование тока во внутреннем контуре происходит в соответствии с заданием, полученным от внешнего контура регулирования скорости. Иными словами, здесь контур тока подчинен контуру скорости, отсюда и название такого вида регулирования — подчиненное регулирование. При этом

регуляторы тока и скорости выполняют одновременно и функции корректирующих устройств, обеспечивающих заданное протекание переходных процессов. Они включены последовательно в прямой канал регулирования системы. Указанные особенности рассматриваемой системы обусловили ее название: система подчиненного регулирования с последовательной коррекцией.

Структурная схема системы приведена на рис. 6.45. Здесь двигатель представлен структурной схемой, соответствующей рис. 6.25, з, с учетом того, что $e = k\Phi\omega =$

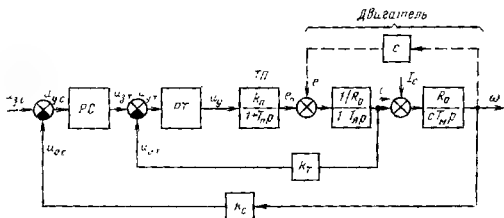


Рис 6.45.

$= c\omega$. Поэтому в цепи обратной связи по э. д. с. появилось звено с коэффициентом передачи c . Обычно влиянием внутренней обратной связи по э. д. с. пренебрегают. Преобразователь представлен апериодическим звеном с коэффициентом усиления k_n и постоянной времени T_n . Коэффициенты обратных связей: k_T — связи по току, k_c — связи по скорости. Нескомпенсированной постоянной времени считаем T_n .

Передаточная функция регулятора тока выбирается таким образом, чтобы скомпенсировать постоянную времени якорной цепи T_a и замкнутый контур тока был эквивалентен структурной схеме, приведенной на рис. 6.46. В этом случае с достаточно хорошим приближением передаточная функция замкнутого контура регулирования тока имеет вид:

$$\frac{I(p)}{U_{з.т}(p)} = \frac{1/k_T}{1 + 2T_{нр}(1 + T_n p)} \quad (6.87)$$

Чтобы получить передаточную функцию (6.87), регулятор тока должен иметь передаточную функцию

$$\frac{U_{\text{р.т}}(p)}{U_{\text{з.т}}(p)} = \frac{(1 + T_{\text{я}} p) R_0}{k_{\text{т}} k_{\text{п}} \cdot 2T_{\text{п}} p}, \quad (6.88)$$

т. е. это будет ПИ-регулятор.

При подаче напряжения скачком на вход контура тока переходный процесс в этом контуре будет иметь колебательный характер. Время нарастания тока до установившегося значения $t_{\text{рег}} = 4,7T_{\text{п}}$, где $T_{\text{п}}$ можно считать примерно равной 0,01 с. Перерегулирование в токе составляет $\Delta I / I_{\text{уст}} \approx 4,3\%$. Кривая переходного процесса приведена на рис. 6.47.

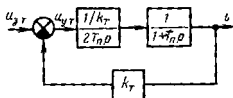


Рис. 6.46.

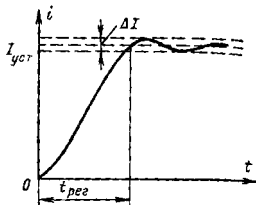


Рис. 6.47.

Передаточная функция регулятора скорости выбирается в зависимости от требований к жесткости механических характеристик двигателя. В частности, она может быть выбрана следующей:

$$\frac{U_{\text{з.т}}(p)}{U_{\text{р.с}}(p)} = \frac{cT_{\text{м}} k_{\text{т}}}{4T_{\text{п}} k_{\text{с}} R_0}. \quad (6.89)$$

Как видно из (6.89), регулятор скорости в этом случае представляет собой пропорциональное звено (П-регулятор). Тогда с некоторой погрешностью можно записать передаточную функцию замкнутого контура скорости как

$$\frac{\omega(p)}{U_{\text{з.с}}(p)} = \frac{1/k_{\text{т}}}{1 + 4T_{\text{п}} p (1 + 2T_{\text{п}} p)}. \quad (6.90)$$

Из сравнения (6.87) и (6.90) следует, что переходный процесс в контуре скорости при подаче на вход напряжения скачком имеет тот же характер, что и на рис. 6.47.

увеличивается лишь время регулирования, которое теперь составит около $7T_{\Pi}$.

Можно показать, что в системе с П-регулятором скорости падение скорости двигателя при приложении нагрузки $I_{ст}$ (т. е. момента сопротивления на валу двигателя M_c) в установившемся режиме будет равно:

$$\Delta\omega_s = \frac{4T_{\Pi}}{T_M} \Delta\omega_p, \quad (6.91)$$

где $\Delta\omega_p = I_{ст}R_0/c$ — падение скорости в разомкнутой системе.

Систему регулирования, в которой при изменении нагрузки на валу двигателя $\Delta\omega_s \neq 0$, называют статической.

Если жесткость механических характеристик, получаемая в системе с П-регулятором скорости, не удовлетворяет требованиям механизма, то регулятор скорости выбирают пропорционально-интегральным (ПИ-регулятор) с передаточной функцией:

$$\frac{U_{з.т}(p)}{U_{у.с}(p)} = \frac{cT_M k_T}{4T_{\Pi} k_c R_0} \frac{1 + 8T_{\Pi} p}{8T_{\Pi} p}. \quad (6.92)$$

При ПИ-регуляторе скорости в установившемся режиме отсутствует перепад скорости при изменении нагрузки на валу двигателя, т. е. $\Delta\omega_s = 0$. Такую систему регулирования называют астатической.

Пуск двигателя в рассматриваемой системе (см. рис. 6.44) производится подачей задающего сигнала $U_{з.с}$. Регулятор скорости РС (пропорциональный) выполнен с «насыщением», т. е. с ограничением выходного сигнала на уровне $U_{з.тmax}$, что обеспечивается, например, включением стабилитронов $Ст$, шунтирующих цепь обратной связи регулятора. Поскольку значение сигнала $U_{з.с}$ во много раз превышает установившееся значение сигнала $U_{у.с}$ (см. § 6.4), то при подаче $U_{з.с}$ регулятор входит в зону «насыщения» и на его выходе появляется сигнал $U_{з.тmax}$. Контур регулирования скорости как бы замыкается, а контур регулирования тока получает задание $U_{з.тmax}$, соответствующее требуемому значению пускового тока двигателя $I_{пуск} \leq I_{доп}$. Ток якоря быстро нарастает до значения $I_{пуск}$, и двигатель начинает разгоняться практически при постоянном токе $I_{пуск}$, что обеспечивается работой регулятора тока РТ. По мере разгона дви-

гателя возрастает сигнал обратной связи по скорости $u_{o.c.}$. При скорости, близкой к заданной, разность сигналов $U_{a.c.} - u_{o.c.}$ уменьшается настолько, что регулятор РС выходит из зоны «насыщения», и с этого момента вступает в действие отрицательная обратная связь по скорости. Разгон двигателя заканчивается, и он переходит в установившийся режим при $\omega_{уст}$ и токе якоря $I_{ст}$, соответствующем статическому моменту $M_{ст}$ на валу двигателя.

Для реверсирования двигателя нужно изменить на противоположную полярность задающего сигнала $U_{a.c.}$. После этого регулятор РС опять входит в зону «насыщения», но уже при сигнале на его выходе, равном $-U_{a.tmax}$. В результате уменьшится сигнал u_y , на входе тиристорного преобразователя уменьшится его э. д. с. и ТП начнет работать в инверторном режиме. Ток якоря, изменив направление, станет тормозным и благодаря действию регулятора тока РТ будет поддерживаться на постоянном уровне $I_{торм} = -I_{пуск}$. Происходит рекуперативное торможение двигателя и далее его разгон в противоположном направлении. Если совсем снять сигнал $U_{a.c.}$, то после рекуперативного торможения двигатель останавливается.

В установившемся режиме сигнал на входе регулятора тока РТ $U_{y.t} = U_{a.t} - U_{o.t} = 0$, а на выходе РТ сигнал существует (он накоплен в процессе предшествующего разгона двигателя за счет интегрирующего действия регулятора). Этот сигнал должен быть таким, чтобы обеспечить э. д. с. преобразователя, необходимую для работы двигателя со скоростью ω при токе I .

Обозначим: $k_{p.c.}$ — коэффициент усиления регулятора скорости. Тогда из условия

$$U_{o.t} = k_{p.c.} I_{ст} = U_{a.t} = (U_{a.c.} - k_c \omega_{уст}) k_{p.c.} \quad (6.93)$$

находится уравнение электромеханической характеристики двигателя в системе с ПИ-регулятором тока и П-регулятором скорости на участке работы регулятора скорости:

$$\omega = \frac{U_{a.c.}}{k_c} - I \frac{k_T}{k_c k_{p.c.}} = \omega_{0s} - \Delta\omega_s. \quad (6.94)$$

Следовательно, в установившемся режиме уменьшение скорости двигателя в данной замкнутой системе оп-

определяется соотношением значений k_1 , k_c и $k_{p.c}$. Из выражения (6.89) видно, что

$$k_{p.c} = \frac{c T_M k_T}{4 T_n k_c R_0}. \quad (6.95)$$

Подставив $k_{p.c}$ из (6.95) в выражение для $\Delta\omega_3$ уравнения (6.94), можно убедиться, что значение $\Delta\omega_3$ определяется соотношением (6.91). На участке работы регулятора тока PT , как указывалось ранее, ток якоря

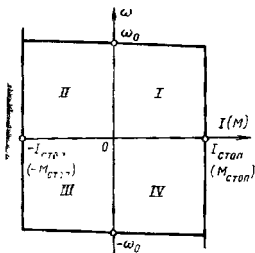


Рис. 6.48.

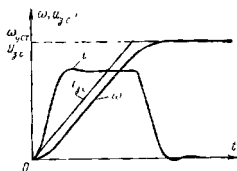


Рис. 6.49.

$I = \text{const}$, т. е. равен стопорному току $I_{\text{стоп}}$. Таким образом, электрохимические (и механические) характеристики двигателя при $\pm U_{\text{з}} = \text{const}$ будут иметь вид, показанный на рис. 6.48. Квадранты II и IV отвечают работе двигателя в тормозном режиме.

Быстродействие систем подчиненного регулирования с последовательной коррекцией позволяет формировать переходные процессы пуска, торможения и реверса двигателя за счет соответствующего изменения задающего сигнала. Так, для получения равноускоренного переходного процесса сигнал задания на скорость $u_{з.с}$ подастся с выхода задатчика интенсивности $3И$, как это показано штриховыми линиями на рис. 6.44. Задатчик интенсивности (см. § 6.2) преобразует скачкообразный входной сигнал $U_{\text{вх.з}}$, который подается на систему регулирования (например, от бесконтактного командоконтроллера БКК — см. § 6.2) и определяет уровень скорости, в линейно изменяющееся напряжение $u_{з.с}$. Темп изменения

этого напряжения выбирается, исходя из требуемых ускорений привода. Скорость двигателя за счет быстрогодействия системы регулирования будет изменяться в соответствии с u_{ac} с некоторой ошибкой. Переходный процесс пуска в системе с задатчиком интенсивности при $M_{ст} = 0$ иллюстрируется рис. 6.49.

Отметим также, что при использовании задатчика интенсивности ограничивается не только ускорение привода $d\omega/dt$, но и его производная $d^2\omega/dt^2$, так называемый «рывок». Кроме того, постоянство ускорения будет сохраняться и при изменении момента нагрузки $M_{ст}$ на валу двигателя.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ВЫБОР СИЛОВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ВЕНТИЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

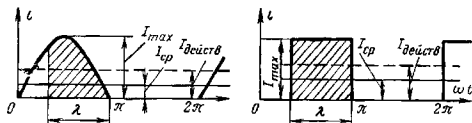
7.1. ВЫБОР ВЕНТИЛЕЙ

Выбор вентиля осуществляется по току и напряжению. Как уже указывалось в гл. 1, нагрузочная способность вентиля определяется максимально допустимой температурой полупроводниковой структуры, которая не должна превышать в любых режимах работы. Нагрев вентиля зависит от значения и формы тока, а также от условий охлаждения. Все это должно быть учтено при правильном выборе вентиля по току.

В паспортных данных на тиристоры указывается максимально допустимое среднее за период значение тока I_A , длительно протекающего через прибор. Это значение тока дается для классификационной схемы — однофазной однопериодной схемы выпрямления с активной нагрузкой при частоте 50 Гц, синусоидальной форме тока, угле проводимости 180° и максимально допустимой температуре полупроводниковой структуры. В паспортных данных могут быть указаны значения предельного тока тиристора при заданной температуре корпуса $I_{дн}$, а также значение предельного тока при заданном типе охладителя и условиях охлаждения (скорость охлаждающего воздуха или расход воды).

В тиристорных преобразователях, работающих на якорь двигателя или обмотку возбуждения, форма тока, как правило, отличается от синусоидальной. Отличается также действительный угол проводимости λ от 180° , как это принято для классификационной схемы. В табл. 7.1 приведены соотношения максимального, действующего и среднего значений токов для синусоидальной и прямоугольной форм тока при различных углах проводимости. Данные таблицы показывают, что с уменьшением угла проводимости возрастает отношение максимального тока к среднему, т.е. коэффициент $k_A = I_{\max}/I_{\text{ср}}$, и одновременно возрастает отношение действующего значения тока к среднему, т.е. коэффициент $k_F = I_{\text{действ}}/I_{\text{ср}}$.

Таблица 7.1. Расчетные коэффициенты для выбора ветлей



Синусоидальная форма тока			Прямоугольная форма тока		
λ^*	$k_\Phi = \frac{I_{\text{действ}}}{I_{\text{cp}}}$	$k_a = \frac{I_{\text{max}}}{I_{\text{cp}}}$	λ	$k_\Phi = \frac{I_{\text{действ}}}{I_{\text{cp}}}$	$k_a = \frac{I_{\text{max}}}{I_{\text{cp}}}$
180°	1,57	3,14	180°	1,41	2
120°	1,87	4,19	120°	1,73	3
90°	2,22	6,28	90°	2,0	4
60°	2,77	10,7	60°	2,45	6
30°	3,99	23,3	30°	3,46	12

$$\lambda^* [\text{°}] = \lambda [\text{рад}] \times \frac{180^\circ}{\pi}$$

В классификационной схеме отношение максимального значения тока к среднему, которое принимается за предельный ток I_n , равно 3,14. При этом действующее значение тока будет в 1,57 раза больше I_n , т. е. $I_{\text{действ}} = 1,57 I_n$.

В трехфазных схемах при работе на обмотку возбуждения или на якорь двигателя со значительной индуктивностью якорной цепи ток, протекающий через тиристоры, имеет форму, близкую к прямоугольной, а угол проводимости λ составляет 120°. В этом случае среднее значение тока $I_{\text{cp}} = I_{\text{max}}/k_a = I_{\text{max}}/3$, где I_{max} представляет собой в данном случае выпрямленный ток I_d , а действующее значение тока $I_{\text{действ}} = k_\Phi I_{\text{cp}} = 1,73 I_{\text{cp}} = 1,73 I_d/3$. Можно считать, что тиристор будет иметь максимально допустимую температуру при работе его в трехфазной схеме со средним значением тока I_{cp} , если действующее значение тока, протекающего через тиристор, будет равно действующему значению тока в классификационной схеме:

$$1,57 I_n = 1,73 I_{\text{cp}}$$

Отсюда следует, что в трехфазной схеме с прямоугольной формой тока, протекающего через тиристоры, и угле проводимости 120° среднее значение тока должно быть уменьшено в сравнении с предельным током, который допускается в классификационной схеме, т. е.

$$I_{\text{cp}} = \frac{1,57}{1,73} I_n = 0,91 I_n$$

Аналогичный расчет можно провести для любой схемы выпрямления при известном угле проводимости как для синусоидальной, так и для прямоугольной формы тока.

В общем случае среднее значение тока в заданной схеме выпрямления определяется через $I_{\text{н}}$ соотношением

$$I_{\text{ср}} = \frac{k_{\Phi, \text{к}}}{k_{\Phi, \text{з}}} I_{\text{н}},$$

где $k_{\Phi, \text{к}}$ — отношение действующего значения тока к среднему для классификационной схемы ($k_{\Phi, \text{к}} = 1,57$); $k_{\Phi, \text{з}}$ — отношение действующего значения тока к среднему в заданной схеме и при заданном угле проводимости берется из табл. 7.1.

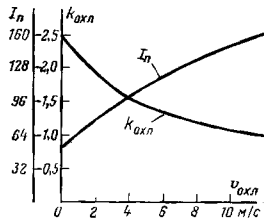


Рис. 7.1.

При выборе тиристорov по току встает обратная задача, т.е. требуется при известном среднем значении тока, протекающего через тиристор (оно может быть найдено при необходимости как I_{max}/k_a , где k_a берется из табл. 7.1), определить значение предельного тока, соответствующее классификационной схеме. Этот предельный ток находится из соотношения

$$I_{\text{н}} = I_{\text{ср}} k_{\Phi, \text{з}} / k_{\Phi, \text{к}} = I_{\text{ср}} k_{\text{сх}},$$

где $k_{\text{сх}} = k_{\Phi, \text{з}} / k_{\Phi, \text{к}}$ — коэффициент, зависящий от схемы выпрямления, угла проводимости и формы тока. Он показывает, во сколько раз надо при выборе тиристора увеличить среднее значение тока, протекающего через тиристор в заданной схеме, из-за несоответствия ее классификационной схеме.

При выборе тиристорov по току необходимо также учитывать, что условия охлаждения их могут отличаться от приведенных в паспортных данных. В информационных материалах приводятся зависимости максимально допустимого тока от интенсивности охлаждения. В качестве примера на рис. 7.1 такая зависимость приведена для тиристора типа ТЛ-160 с типовым охладителем. При скорости охлаждающего воздуха $v_{\text{охл}} = 12$ м/с тиристор имеет ток $I_{\text{н}} = 160$ А. При уменьшении скорости охлаждающего воздуха ток, протекающий через тиристор, должен быть значительно снижен с тем, чтобы температура тиристора не превысила максимально допустимую. Так при $v_{\text{охл}} = 0$ значение $I_{\text{н}}$ составляет всего лишь около 50 А. Следовательно, с уменьшением интенсивности охлаждения необходимо ввести коэффициент $k_{\text{охл}}$, который бы показал, во сколько раз надо увеличить среднее значение тока, протекающего через тиристор с условиями охлаждения, отличными от паспортных. Зависимость коэффициента $k_{\text{охл}}$ для тиристорov ТЛ-160 от скорости охлаждающего воздуха показана на рис. 7.1.

При параллельном соединении тиристоров необходимо учесть, что выпрямленный ток распределяется между тиристорами неравномерно. Ток через наиболее нагруженный тиристор

$$I_{\text{ср}} = \frac{I_{\text{ср}\Sigma}}{n_{\text{пар}}} k_{\text{пар}},$$

где $I_{\text{ср}\Sigma}$ — среднее значение тока, протекающего через группу параллельно включенных тиристоров; $n_{\text{пар}}$ — число параллельно включенных тиристоров; $k_{\text{пар}}$ — коэффициент, учитывающий неравномерность распределения нагрузки между параллельно включенными тиристорами.

Значение $k_{\text{пар}}$ зависит от принятого способа выравнивания токов, которые были рассмотрены в § 1.3.

Тиристоры обладают небольшой перегрузочной способностью по току, поэтому для обеспечения надежной работы электропривода среднее значение тока тиристора следует определять с учетом возможных перегрузок по току при пуске двигателя.

Выбор тиристора следует осуществлять следующим образом: при известной схеме выпрямления, угле проводимости, максимальному значению тока нагрузки и форме тока определяется среднее значение тока, протекающего через тиристор (с учетом числа параллельно включенных тиристоров):

$$I'_{\text{ср}} = I_{\text{max}} / (k_a n_{\text{пар}}).$$

Далее находится значение тока, приведенного к классификационной схеме и паспортным условиям охлаждения с требуемым коэффициентом запаса по току $k_{\text{зи}}$, а именно:

$$I'_{\text{п}} = k_{\text{зи}} k_{\text{сх}} k_{\text{охл}} k_{\text{пар}} I'_{\text{ср}}.$$

По найденному току $I'_{\text{п}}$ выбирается тиристор так, чтобы предельный ток, указанный в паспортных данных тиристора, был равен или несколько больше $I'_{\text{п}}$, т. е. $I_{\text{п}} \geq I'_{\text{п}}$.

При выборе тиристорov по напряжению необходимо исходить из напряжения холостого хода (э. д. с.) преобразователя с учетом того, что напряжение питающей сети может повышаться на 10—15%.

В паспортных данных на тиристоры указывается повторяющееся напряжение $U_{\text{п}}$, представляющее собой максимально допустимое мгновенное значение напряжения,кладываемого к тиристору. По напряжению тиристор должен быть выбран так, чтобы

$$U_{\text{п}} \geq k_{\text{з}} U_{\text{посл}} \sqrt{2} \sqrt{3} E_{\text{эф}},$$

где $E_{\text{эф}}$ — фазная э. д. с. вторичной обмотки преобразователя; $k_{\text{посл}}$ — коэффициент, учитывающий неравномерное распределение обратного и прямого (в закрытом состоянии) напряжений при последовательном соединении нескольких тиристорov; $k_{\text{з}} U$ — коэффициент запаса по напряжению, учитывающий возможность возникновения перенапряжений на тиристорах (обычно он составляет 1,3—1,5).

Аналогично производится выбор неуправляемых вентилях.

7.2. ВЫБОР ТРАНСФОРМАТОРОВ И ТОКООГРАНИЧИВАЮЩИХ РЕАКТОРОВ

Выбор трансформатора для питания вентильного преобразователя производится по расчетным значениям фазных токов во вторичной $I_{2\phi}$ и первичной $I_{1\phi}$ обмотках, вторичной э. д. с. $E_{2\phi}$ и типовой мощности $S_{тр}$.

Расчетное значение э. д. с. $E_{2\phi}$ трансформатора для питания преобразователя, работающего в режиме непрерывного тока, находится по требуемому выпрямленному напряжению U_d с учетом необходимого запаса на падение в преобразователе:

$$E_{2\phi} = k_U k_c k_\alpha k_R U_d,$$

где k_U — коэффициент, характеризующий соотношение $E_{2\phi}/E_{d0}$ и зависящий от схемы выпрямления (см. табл. 2.1); k_c — коэффициент, учитывающий возможное снижение напряжения питающей сети (обычно принимают $k_c = 1,05 \div 1,1$, что предусматривает снижение напряжения сети на 5—10% номинального); k_α — коэффициент, учитывающий неполное открывание тиристоров при максимальном управляющем сигнале (например, при согласованном управлении), $k_\alpha = 1 \div 1,15$; k_R — коэффициент, учитывающий падение напряжения в преобразователе (можно принимать $k_R = 1,05$).

Расчетное действующее значение фазного тока вторичной обмотки определяется по выпрямленному току I_d с учетом схемы выпрямления:

$$I_{2\phi} = k_i k_{I2} I_d,$$

где k_{I2} — коэффициент, характеризующий отношение токов $I_{2\phi}/I_d$ и зависящий от схемы выпрямления (см. табл. 2.1).

Необходимый коэффициент трансформации вычисляется как

$$k_{тр} = w_1/w_2 \approx 0,95 U_{1\phi}/E_{2\phi},$$

где w_1 и w_2 — числа витков фаз первичной и вторичной обмоток; $U_{1\phi} = U_{с.ф}$ — номинальное фазное напряжение сети.

Расчетное действующее значение фазного тока первичной обмотки трансформатора определяется по току I_d с учетом коэффициента $k_{тр}$:

$$I_{1\phi} = k_i k_{I1} I_d / k_{тр},$$

где k_{I1} — коэффициент, характеризующий отношение токов $I_{1\phi}/I_d$ и зависящий от схемы выпрямления (см. табл. 2.1).

Расчетное значение типовой мощности, характеризующей расход активных материалов и габариты трансформатора, определяется как

$$S_{тр} = k_U k_c k_\alpha k_R k_i k_s U_d I_d,$$

где k_s — коэффициент схемы (см. табл. 2.1).

Для трансформаторов с двумя вторичными обмотками расчетная типовая мощность увеличивается на 30%.

Трансформатор выбирается по типовой мощности и условиям:

$$U_{2\phi.н} \geq 0,95 E_{2\phi}; \quad I_{2\phi.н} \geq I_{2\phi} \text{ и } U_{1\phi.н} = U_{с.ф}.$$

Для выбранного трансформатора известны значения $\Delta P_{кв}$ и u_k (в процентах), поэтому можно определить индуктивное и активное сопротивления обмоток трансформатора на фазу:

$$x_{тр.ф} = \frac{u_k U_{1ф.н}}{100 I_{1н} k_{тр}^2}; \quad R_{тр.ф} = \frac{\Delta P_{кв}}{m I_{1ф.н}^2 k_{тр}^2},$$

где m — число фаз вторичной обмотки.

Питание тиристорных преобразователей, выполненных по трех-фазной мостовой схеме выпрямления, может осуществляться без индивидуального трансформатора. Могут быть также случаи группового питания тиристорных преобразователей от одного трансформатора. В таких преобразователях применяются анодные реакторы, включаемые в фазы питающего напряжения. Анодные реакторы уменьшают взаимное влияние преобразователей при коммутации вентилей, а также ограничивают вместе с индуктивностью рассеяния трансформатора аварийные токи.

Анодные реакторы выполняются воздушными, так как они не должны насыщаться при токах короткого замыкания.

Реакторы должны выбираться на номинальный ток $I_{рн} \geq I_{2ф}$ и иметь индуктивное сопротивление x_p такое же, как у силового трансформатора с $u_k = 5 \div 10\%$.

7.3. ВЫБОР СГЛАЖИВАЮЩИХ И УРАВНИТЕЛЬНЫХ РЕАКТОРОВ

Индуктивность сглаживающего реактора, включаемого последовательно с якорем двигателя, выбирается из условия выполнения двух требований: 1) обеспечения непрерывности тока якоря двигателя в определенном диапазоне нагрузок и частот вращения двигателя и 2) ограничения амплитуды переменной составляющей тока якоря двигателя.

Непрерывность тока якоря должна обеспечиваться в диапазоне нагрузок от I_{min} до I_n и изменении угла регулирования α от α_{min} до $\alpha = 90^\circ$. Для этого необходимо, чтобы амплитуда переменной составляющей выпрямленного тока была меньше I_{min} . Пренебрегая высшими гармоническими составляющими тока в сравнении с основной (угловая частота которой $m\omega_{сети} = m \cdot 314$, где m — число фаз выпрямления), получаем:

$$\frac{\sqrt{2} U_n}{m \omega_{сети} L_{необх}} < I_{min}, \quad (7.1)$$

где U_n — действующее значение переменной составляющей выпрямленного напряжения, которое зависит от схемы выпрямления, угла регулирования α и находится из кривых на рис. 7.2 (для приводов с большим диапазоном регулирования частоты можно принять $\alpha = 90^\circ$); $L_{необх}$ — необходимая суммарная индуктивность цепи выпрямленного тока ($L_{необх} = L_n + L_{тр} + L_{ур} + L_{с.р}$).

Индуктивность якоря двигателя L_n можно определить по формуле

$$L_n = \frac{k U_n}{p \omega_n I_n},$$

где $K=0,5 \div 0,6$ — для некомпенсированных машин; $k=0,1$ — для компенсированных машин; p — число пар полюсов; ω_n , U_n и I_n — номинальные скорость, напряжение и ток двигателя.

Расчетная индуктивность трансформатора $L_{тр}$, приведенная к цепи выпрямленного тока, может быть найдена из следующего равенства:

$$L_{тр} = a x_{тр} \phi / \omega_{сети}.$$

где $x_{тр} \phi$ — индуктивное сопротивление обмоток фазы (для нулевых схем $a=1$, для мостовых $a=2$).

Индуктивность уравнивающих реакторов $L_{ур}$ можно не учитывать в тех случаях, когда они выполняются насыщающимися. Расчет индуктивности ненасыщающихся уравнивающих реакторов будет приведен далее.

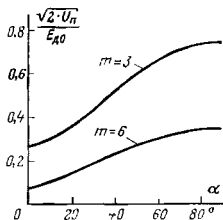


Рис. 7.2.

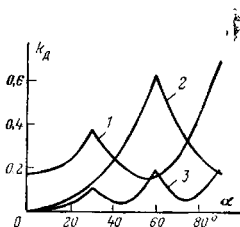


Рис. 7.3.

При известных L_n , $L_{тр}$ и $L_{ур}$ из соотношения (7.1) находится вначале необходимая суммарная индуктивность цепи выпрямленного тока

$$L_{дн\text{еобх}} \geq \frac{\sqrt{2} U_n}{m \omega_{сети} I_{\text{min}}},$$

а затем необходимая индуктивность сглаживающего реактора.

$$L_{с.р} = L_{дн\text{еобх}} - L_n - L_{тр} - L_{ур}. \quad (7.2)$$

Ограничение амплитуды переменной составляющей тока якоря (сглаживание пульсаций) осуществляется сглаживающим реактором для уменьшения нагрева и улучшения коммутации двигателя. Обычно исходят из допустимого уровня пульсаций выпрямленного тока для двигателя при номинальной скорости и номинальном напряжении. Оценка ведется по действующему значению основной гармоники, которое должно составлять от 2 до 15% номинального тока в зависимости от мощности двигателя и диапазона регулирования скорости. С увеличением мощности двигателя, а также при большом диапазоне регулирования скорости допустимый уровень пульсации выпрямленного тока уменьшается.

Суммарная индуктивность якорной цепи $L'_{д\text{необх}}$, необходимая для обеспечения требуемого уровня пульсаций выпрямленного тока, может быть определена следующим образом:

$$L'_{д\text{необх}} = \frac{U_{\text{ц}} \cdot 100}{m \omega_{\text{сети}} I I_{\text{н}}},$$

где i — допустимое действующее значение переменной составляющей в процентах номинального тока двигателя $I_{\text{н}}$; значение $U_{\text{ц}}$ берется по кривым на рис. 7.2.

При известных значениях $L_{\text{я}}$, $L_{\text{тр}}$ и $L_{\text{ур}}$ находится

$$L'_{\text{ср}} = L'_{д\text{необх}} - L_{\text{я}} - L_{\text{тр}} - L_{\text{ур}}. \quad (7.3)$$

Индуктивность сглаживающего реактора выбирается по наибольшему значению из (7.2) и (7.3). Действующее значение тока $I_{\text{ср}}$ принимается равным якорному току двигателя $I_{\text{н}}$.

Требуемая суммарная индуктивность двух уравнильных реакторов при совместном согласованном управлении группами вентиля в реверсивном преобразователе может быть найдена следующим образом.

$$L_{\text{ур}} = k_{\text{д}} E_{2\text{м}} / (\omega_{\text{сети}} I_{\text{ур}}),$$

где $I_{\text{ур}}$ — действующее значение статического уравнильного тока (обычно не более $0,1 I_{\text{н}}$); $E_{2\text{м}}$ — амплитуда вторичной э.д.с. (для нулевой схем — фазной, для мостовых — линейной); $k_{\text{д}}$ — коэффициент, характеризующий отношение действующего значения уравнильной э.д.с. к амплитудному значению вторичной э.д.с.

Значение $k_{\text{д}}$ зависит от схемы выпрямления, схемы соединения групп вентиля и угла регулирования. На рис. 7.3 приведены зависимости $k_{\text{д}}$ от угла регулирования α для различных схем преобразователя (1 — трехфазная нулевая перекрестная схема, 2 — трехфазная нулевая встречно-параллельная схема и трехфазная мостовая встречно-параллельная схема, 3 — трехфазная мостовая перекрестная схема).

Для ненасыщающихся уравнильных реакторов, т.е. реакторов с большим воздушным зазором, индуктивность каждого из них берется равной $L_{\text{ур}} = L'_{\text{ур}}/2$. Для насыщающихся реакторов $L'_{\text{ур}} = L_{\text{ур}}$. Часто реакторы выбираются частично насыщающимися для получения наименьших их габаритов. В этом случае $I'_{\text{ур}} \approx 0,7 L_{\text{ур}}$.

При несогласованном управлении уменьшается действующее значение уравнильного напряжения и требуемая индуктивность уравнильных реакторов значительно меньше.

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

ЗАЩИТА ВЕНТИЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

8.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В процессе эксплуатации вентиляльных электроприводов могут возникать различные технологические перегрузки и аварийные режимы, представляющие опасность для тех или иных элементов электропривода.

Защита вентильного электропривода должна включать в себя защиту двигателя (цепей якоря и обмотки возбуждения), защиту вентилей от перегрузок по току и от перенапряжений и защиту трансформатора (или анодных реакторов при бестрансформаторном варианте питания преобразователя) от перегрузки по току.

Предусматриваются, как правило, следующие защиты двигателя при питании его от тиристорного преобразователя: максимальная токовая, от исчезновения или чрезмерного ослабления потока двигателя, от недопустимого увеличения напряжения на якоре двигателя, от включения двигателя при наличии напряжения на преобразователе и др.

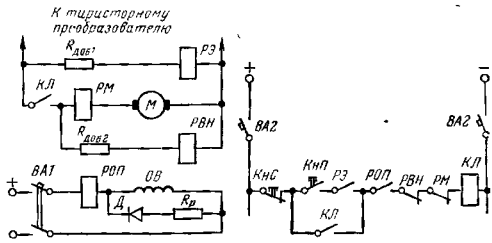


Рис. 8.1.

На рис. 8.1 приведена в качестве примера релейно-контакторная схема, обеспечивающая указанные защиты двигателя. Якорь двигателя M линейным контактором $КЛ$ подключается к тиристорному преобразователю. Обмотка возбуждения двигателя в данном случае получает питание от сети постоянного тока. Максимальная токовая защита силовой цепи осуществляется реле $РМ$, катушка которого включена последовательно с якорем двигателя. Размыкающий контакт реле $РМ$ введен в цепь катушки линейного контактора $КЛ$. Если при работе двигателя ток в якорной цепи превысит допустимый уровень, то реле $РМ$ сработает и разомкнет свой контакт, что приведет к отпаданию контактора $КЛ$ и отключению двигателя от преобразователя. В приводах с длительным режимом работы при спокойном характере нагрузки вместо реле $РМ$ применяют тепловое реле.

Защита от недопустимого увеличения напряжения на якоре двигателя выполнена с помощью реле $РВН$, катушка которого включена через добавочный резистор $R_{доб2}$ на напряжение якоря двигателя. Если в процессе работы по каким-либо причинам напряжение на якоре двигателя достигнет недопустимого значения [обычно реле $РВН$ настраивается на напряжение срабатывания $U_{срб} = (110 - 115) \% U_n$, где U_n — номинальное напряжение двигателя], то реле $РВН$ сработает и разомкнет свой контакт в цепи катушки линейного контактора $КЛ$. Это приведет к отпаданию контактора и отключе-

нию двигателя от преобразователя. Защита от исчезновения или чрезмерного уменьшения тока возбуждения осуществляется реле *РОП*, катушка которого включена в цепь обмотки возбуждения. Если в процессе работы ток возбуждения исчезнет или снизится ниже допустимого уровня, что может привести при малых нагрузках на валу двигателя к чрезмерному возрастанию его скорости, реле *РОП* отключится и разомкнет свой контакт в цепи катушки контактора *КЛ*. В результате якорь двигателя окажется отключенным от преобразователя. Реле *РОП* не разрешает также включить контактор *КЛ* и тем самым подключить двигатель к преобразователю, если ток возбуждения меньше допустимого уровня.

Защита от включения двигателя при наличии напряжения на преобразователе выполняется с помощью реле *РЭ*, катушка которого включена через добавочное сопротивление $R_{доб}$ на напряжение преобразователя, а размыкающий контакт *РЭ* введен последовательно с кнопкой *КнП* («Пуск»). Если есть напряжение на преобразователе, то контакт *РЭ* разомкнут и нажатием кнопки *КнП* нельзя включить контактор *КЛ*, а значит, и подключить двигатель к тиристорному преобразователю. При нормальной работе двигателя кнопки *КнП* и контакт *РЭ* шунтируются вспомогательным контактом линейного контактора *КЛ*.

В схеме на рис. 8.1 предусмотрена также защита от перенапряжений на обмотке возбуждения при обрыве цепи обмотки или отключения автомата *ВА1*. Эта защита осуществляется разрядным вентилем *Д* и резистором R_p . Защита от коротких замыканий в цепи возбуждения и релейно-контакторной схеме осуществляется автоматами *ВА1* и *ВА2*.

Наиболее уязвимыми элементами вентильного электроприбора являются тиристоры вследствие их невысокой перегрузочной способности по току и напряжению.

При эксплуатации вентильных преобразователей могут возникать различные аварийные режимы, при которых через вентили протекают токи, недопустимые по значению и длительности. Такие режимы, опасные для тиристоров, могут возникать вследствие внешних (на стороне постоянного тока) и внутренних коротких замыканий, опрокидывании инвертора, короткого замыкания в контуре уравнительных токов.

Внешние короткие замыкания на стороне постоянного тока преобразователя вызываются электрическим пробоем или механическим повреждением изоляции, попаданием токопроводящих предметов на находящиеся под напряжением части электрооборудования.

К внутренним коротким замыканиям относятся короткие замыкания в силовой схеме преобразователя. Они вызываются чаще всего потерей тиристорами закрывающих свойств и закорачиванием полупроводниковой структуры (пробой тиристора). Пробой может произойти из-за протекания чрезмерно большого тока или ухудшения условий охлаждения, что ведет к росту температуры тиристора и механическому разрушению полупроводниковой структуры. Может иметь место также усталостное разрушение полупроводниковой структуры при циклической токовой нагрузке преобразователя. Пробой тиристора может наступить вследствие высокой скорости нарастания тока через тиристор, а также в результате воздействия значительных перенапряжений.

Опрокидывание инвертора может произойти из-за нарушения правильной коммутации тока с одного вентилля на другой. Оно мо-

жет быть вызвано пропуском открывания очередного тиристора, открыванием тиристора импульсом помех на управляющем электроде, а также самопроизвольным открыванием тиристора из-за перенапряжений или высокой скорости нарастания напряжения на тиристоре в прямом направлении. Нарушение правильности коммутации и опрокидывание инвертора могут быть вызваны увеличением угла коммутации из-за возрастания тока, например, при снижении напряжения питающей сети.

Короткие замыкания в уравнительном контуре реверсивного преобразователя с совместным управлением возникают в результате нарушения условия $\alpha_1 + \alpha_2 > 180^\circ$, что приводит к появлению постоянной составляющей уравнительного тока, насыщению уравнительных дросселей и нарастанию уравнительного тока до аварийного значения. В реверсивном преобразователе с отдельным управлением группами вентилей короткое замыкание в контуре уравнительного тока происходит из-за ложного открывания вентиля в неработающей группе.

Тиристоры весьма чувствительны также и к перенапряжениям, возникающим в преобразователе. Причины этих перенапряжений могут быть различны. Периодические коммутационные перенапряжения возникают при закрывании вентиля из-за большой скорости обрыва (спада) обратного тока, которая достигает сотен ампер в микросекунду. Перенапряжения возникают при включении и отключении ненагруженного трансформатора, при отключении выключателя в цепи выпрямленного тока.

Внешние короткие замыкания на стороне переменного тока непосредственной опасности для вентилей и нагрузки (двигатель или обмотка возбуждения) не представляют, но протекающие при этом аварийные токи могут быть недопустимы для трансформатора или анодных реакторов (при бестрансформаторном питании преобразователя). При этом должна быть предусмотрена защита, отключающая трансформатор или реакторы от сети.

8.2. ЗАЩИТА ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ОТ ПЕРЕГРУЗОК ПО ТОКУ И ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ

При всех повреждениях, вызывающих протекание опасных для полупроводниковых вентилей токов короткого замыкания или перегрузки, должна вступить в действие токовая защита. Назначение защиты состоит в том, чтобы контролировать и предупредить превышение тока сверх допустимых пределов. При небольших перегрузках, не представляющих непосредственной опасности для преобразователя, нет необходимости в немедленном отключении. В этом случае токовая защита может выдавать предупредительный сигнал с тем, чтобы обслуживающий персонал принял меры по снижению нагрузки, или воздействовать на автоматический регулятор, снижающий нагрузку. При больших перегрузках или коротких замыканиях защита должна давать сигнал на отключение всего преобразователя или поврежденной его части. Так, при внешних коротких замыканиях и опрокидывании инвертора защита должна отключать преобразователь. При внутренних коротких замыканиях (из-за пробоя вентиля) достаточно бывает отключить только поврежденный ventиль, оставив преобразователь в работе. Токовая защита вентилей должна удовлетворять таким требованиям, как максималь-

ное быстроедействие, селективность, чувствительность и надежность.

Требования к быстродадействию токовой защиты определяются перегрузочной способностью вентиля. Постоянная времени нагрева полупроводниковой структуры составляет сотые доли секунды, поэтому при коротких замыканиях защита должна действовать уже в течение первого полупериода и предотвращать переход аварийного тока на следующий вентиль.

Требование селективности связано с обеспечением отключения только поврежденных элементов без нарушения работы преобразователя в целом. Так, при наличии в преобразователе нескольких параллельно включенных тиристоров в одном плече необходимо отключить поврежденный тиристор, а преобразователь в целом может продолжать работать. Защита должна обладать высокой чувствительностью, т.е. срабатывать при возможно меньших аварийных токах, и быть надежной, т.е. всегда быть готовой к действию, не срабатывать ложно при неисправности в своих цепях, не срабатывать от помех в сети.

В тиристорных преобразователях малой и средней мощности (на выпрямленный ток до 1000 А) при напряжениях 230 и 460 В для защиты при внешних коротких замыканиях применяются воздушные автоматические выключатели (установочные автоматы). Их устанавливают как со стороны постоянного тока, так и со стороны переменного тока. В случае питания тиристорного преобразователя от сети 6 или 10 кВ защита преобразователя со стороны переменного тока осуществляется масляным выключателем.

В мощных преобразователях (выпрямленный ток больше 1000 А) на стороне постоянного тока применяются автоматические выключатели типа ВАБ. Автоматы защищают вентили от перегрузок и от внешних коротких замыканий на стороне постоянного тока. Время срабатывания автоматов, как правило, достаточно велико и может достигать 10—15 мс, т.е. такие автоматы не обладают необходимым быстродадействием для защиты вентиля. Поэтому они применяются в сочетании с дополнительными устройствами, ограничивающими ток короткого замыкания на время срабатывания автомата на допустимом уровне. Роль такого устройства при перегрузках и коротких замыканиях на стороне постоянного тока может играть реактор, включенный в цепь выпрямленного тока. Однако он не может ограничить ток при коротком замыкании после реактора и при внутренних коротких замыканиях в преобразователе.

Наибольшее применение для ограничения тока, протекающего через вентили при больших перегрузках или внешних коротких замыканиях на стороне постоянного тока, нашла токовая отсечка (см. § 6.4). Токовая отсечка может давать сигнал также на отключение автоматов с дистанционным расцепителем как на стороне постоянного тока, так и на стороне переменного тока. Если тиристорный преобразователь предназначен для питания обмотки возбуждения двигателя или генератора, токовая отсечка при $U_t > U_{отс}$ может или увеличить угол регулирования α до значения, при котором ток через вентили будет иметь допустимое значение, или вообще снять с тиристоров управляющие импульсы, что приведет к снижению тока до нуля. При работе тиристорного преобразователя на якорь двигателя токовая отсечка должна увеличить угол регулирования до требуемого значения. Снимать управляющие импульсы с тиристоров в таком преобразователе нельзя, так как это может привести

действующие предохранители, включаемые последовательно с каждым тиристором. Такой предохранитель должен разорвать цепь до того, как ток достигнет недопустимого для тиристора значения. При этом исключается из работы лишь неисправный вентиль, а преобразователь в целом может оставаться в работе.

Для ограничения перенапряжений на вентилях в тиристорных преобразователях применяют чаще всего RC -цепочки. Для подавления периодических коммутационных перенапряжений, возникающих при закрывании тиристора, параллельно каждому вентилю подключают конденсаторы. Для ограничения тока через конденсаторы последовательно с ними включают дополнительные резисторы. Схема защиты от этих перенапряжений приведена на рис. 8.2.

Для защиты вентилях от перенапряжений, возникающих при включении и отключении трансформатора, применяется включение RC -цепочек между фазами, как это показано на рис. 8.3. Вместо этой схемы часто применяют схему, приведенную на рис. 8.4, в которой можно использовать полярные электролитические конденсаторы. В этом случае конденсатор C включается после маломощного выпрямительного моста B . Резистор $R2$ обеспечивает цепь разряда конденсатора.

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

ПРИМЕРЫ СХЕМ ПРОМЫШЛЕННЫХ ТИРИСТОРНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

9.1. ОБЩИЕ ЗАМЕЧАНИЯ

Для регулирования скорости двигателей постоянного тока, приводящих в движение рабочие органы различных механизмов, наиболее целесообразно применять комплекты тиристорные электроприводы, включающие в себя преобразователи и исполнительные двигатели, или комплекты тиристорные устройства, которые содержат в себе преобразователи и системы управления, обеспечивающие все требуемые режимы работы двигателей.

В настоящее время серийно изготавливаются комплекты тиристорные электроприводы на мощность до 5—12 кВт для регулирования скорости механизмов металлообрабатывающих станков и других промышленных механизмов и комплекты тиристорные агрегаты широкого назначения мощностью до 12 000 кВт.

В настоящей главе рассмотрены примеры выполнения комплектного электропривода серии ЭТЗР и комплектного тиристорного устройства типа КТУ.

9.2. КОМПЛЕКТНЫЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ СЕРИИ ЭТЗР

Комплектные электроприводы серии ЭТЗР предназначены для регулирования и поддержания скорости рабочих органов металлообрабатывающих станков или других механизмов. Электропривод ЭТЗР включает в себя двигатель постоянного тока независимого возбуждения, тиристорный преобразователь, систему регулирования скорости.

В электроприводах ЭТЗР используются двигатели серий ПГТ, ПБСТ и 2П мощностью от 0,6 до 11,3 кВт, напряжением 110 или 220 В, частотой вращения 1000, 1500, 2200 и 3000 об/мин. Тиристорный преобразователь — реверсивный, с совместным управлением группами вентилей, выполненными по трехфазной нулевой схеме выпрямления. Силовая схема электропривода приведена на рис. 9.1

Питание преобразователя осуществляется от трехфазного трансформатора *Тр1* серии ТТ. Трансформатор *Тр1* имеет два комплекта вторичных обмоток. Основные вторичные обмотки (a_1-x_1 , b_1-y_1 , c_1-z_1) служат для питания тиристорного преобразователя *ТП* цепи

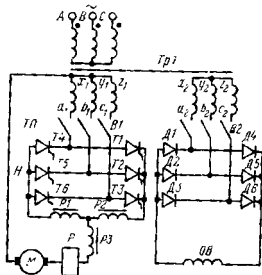


Рис. 9.1.

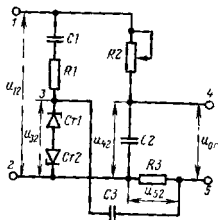


Рис. 9.2.

якоря двигателя *М*, дополнительные обмотки (a_2-x_2 , b_2-y_2 , c_2-z_2) — для питания обмотки возбуждения *ОВ* через выпрямитель из диодах *Д1—Д6*. От этих же обмоток осуществляется питание схемы управления.

Группа *В* (тиристоры *T1*, *T2* и *T3*) и группа *Н* (тиристоры *T4*, *T5* и *T6*) включены по встречно-параллельной схеме. Для ограничения уравнивающего тока используются реакторы *P1* и *P2*. Сглаживающий реактор *P3* применяется в случае использования двигателя серии ПГТ. При использовании двигателей серии ПБСТ реактор *P3* может не применяться, так как двигатели этой серии обладают значительно большей индуктивностью якорной цепи и допускают значительные пульсации тока в якорной цепи.

Для регулирования угла открывания тиристоров применяется СИФУ с вертикальным принципом управления (см. § 3.3). В качестве опорного напряжения $u_{оп}$ используется напряжение синусоидальной формы с наложенным на него дополнительным напряжением, имеющим форму импульса. Устройство для получения опорного напряжения $u_{оп}$ (для одного канала) показано на рис. 9.2. На рис. 9.3, а—д представлены временные диаграммы, иллюстрирующие работу этого устройства. Синусоидальное напряжение u_{12} прикладывается к двум параллельным цепочкам: $R2C2$ и $C1R1C1C2$. Напряжение u_{12} на конденсаторе *C2* имеет синусоидальную форму

и сдвинуто в сторону отставания по отношению к напряжению u_{12} на угол φ_1 , несколько меньший 90° (рис. 9.3, б). Ток, протекающий через цепочку $C1R1Cr2$, по фазе несколько опережает напряжение u_{12} . В результате этого напряжение на стабилитронах u_{32} имеет вид, показанный на рис. 9.3, в. Напряжение u_{32} дифференцируется цепочкой $R3C3$. Ток по резистору $R3$ протекает только при изменении напряжения u_{32} . Форма напряжения u_{52} на резисторе $R3$ показана на рис. 9.3, в. Опорное напряжение $u_{оп}$ снимается с точек 4 и 5 и представляет собой сумму напряжений u_{42} и u_{52} . Синусоидальная составляющая опорного напряжения, снимаемого с конденсатора $C2$, может регулироваться за счет изменения сопротивления резистора $R2$. Некоторое изменение положения импульсного напряжения u_{52} по отношению к синусоидальной составляющей может достигаться изменением емкости конденсатора $C1$.

Опорное напряжение $u_{оп}$ должно иметь вполне определенный фазовый сдвиг по отношению к анодному напряжению соответствующего тиристора, что достигается за счет фазировки напряжения u_{12} . Это напряжение снимается со вторичных обмоток трансформатора $Tr2$ (рис. 9.4, а), первичные обмотки которого соединены в треугольник и получают питание от вторичных обмоток трансформатора $Tr1$ (a_2-x_2 ; b_2-y_2 ; c_2-z_2).

Относительное расположение кривых напряжений схемы показано на рис. 9.4, б. Там же сплошной линией показана кривая анодного напряжения u_{T1} тиристора $T1$, а штриховыми линиями изображены кривые анодных напряжений тиристоров $T2$ и $T3$. Благодаря включению первичных обмоток трансформатора $Tr2$ в треугольник напряжение u_a вторичной обмотки фазы A (a_3-x_3) сдвинуто по фазе относительно анодного напряжения u_{T1} тиристора $T1$ в сторону отставания на угол $\varphi_2=30^\circ$. Напряжение u_{12} представляет собой сумму двух напряжений: напряжения u_a и напряжения u_b части вторичной обмотки фазы B (b_4-y_4). Напряжение u_b сдвинуто по фазе в сторону отставания относительно напряжения u_a на 120° . Поэтому напряжение u_{12} сдвинуто по фазе в сторону отставания относительно напряжения u_a на угол φ_3 , который зависит от напряжения, снимаемого с обмотки b_4-y_4 (эту величину, а значит, и угол отставания φ_3 можно изменять за счет присоединения к различным отпайкам обмотки). В результате кривая напряжения u_{12} сдвинута относительно анодного напряжения u_{T1} на угол $\varphi=\varphi_2+\varphi_3$ и опорное напряжение $u_{оп}$ расположено относительно u_{T1} так, как показано на рис. 9.4, б. Аналогично вы-

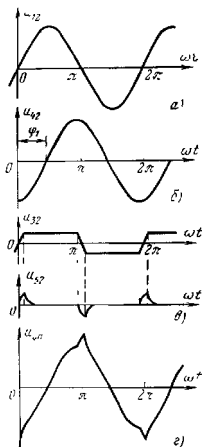


Рис. 9.3.

полнены и два других канала формирования опорного напряжения.

Схема узла сравнения опорного напряжения $u_{оп}$ с напряжением управления u_y и формирователя управляющих импульсов для одного канала приведена на рис. 9.5. На рис. 9.6 изображена принципиальная схема источника питания.

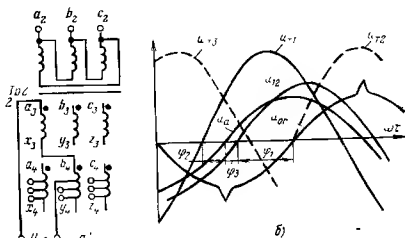


Рис. 9.4.

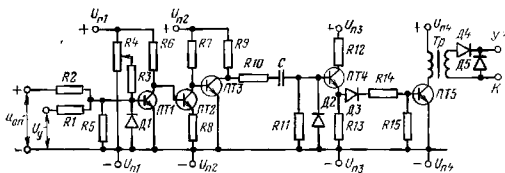


Рис. 9.5.

Напряжение управления U_y и опорное напряжение $u_{оп}$ подаются на базу транзистора ПТ1 через резисторы $R1$ и $R2$. С эмиттером транзистора ПТ1 соединена точка 4 генератора опорного напряжения (см. рис. 9.2). На базу транзистора ПТ1 подается также через резистор $R3$ смещение с потенциометра $R4$. Параметры цепи смещения выбраны таким образом, что при $U_y = 0$ транзистор ПТ1 переключается при переходе опорного напряжения через нуль. При поступлении на базу транзистора ПТ1 опорного напряжения $u_{оп}$ с полярностью, указанной на рис. 9.5, и $U_y = 0$ транзистор ПТ1 открывается. При $U_y \neq 0$ транзистор ПТ1 будет открываться при $u_{оп} - U_y > 0$, если $R_1 = R_2$, или при $u_{оп}/R_2 - U_y/R_1 > 0$, если $R_1 \neq R_2$. Открывание транзистора ПТ1 приводит к переключению транзисторов ПТ2 и ПТ3. Когда транзистор ПТ3 закрыт, через конденсатор $C1$ протекает зарядный ток по цепи: $+U_{н2}$, $R9$, $R10$, $C1$, ПТ4, $R13$, $-U_{н2}$. Этот ток, проникая через переход база — эмиттер транзистора ПТ4, приводит к открыванию этого транзистора, что, в свою оче-

едь, вызывает открывание транзистора $ПТ5$. Транзистор $ПТ5$ будет открыт на время протекания зарядного тока через конденсатор $C1$. В результате этого к первичной обмотке трансформатора Tr прикладывается практически полное напряжение $U_{п4}$, что ведет к формированию управляющего импульса во вторичной обмотке трансформатора Tr . Этот импульс через диод $D4$ поступает на управляющий электрод $УЭ$ тиристора. Диод $D4$ не пропускает на тиристор импульс обратной полярности, который появляется во вторичной обмотке трансформатора Tr при закрывании транзистора $ПТ5$ и снятии напряжения с первичной обмотки трансформатора Tr .

Аналогично выполнены схемы формирования управляющих импульсов для тиристорных других фаз. Разница заключается лишь в том, что процессы в каналах этих фаз происходят с отставанием на 120° и 240° относительно рассмотренной фазы.

Временные диаграммы работы формирователя импульсов представлены на рис. 9.7, а—в. Рисунок 9.7, а показывает моменты формирования управляющих импульсов при $U_y = 0$. Здесь приведены кривые анодных напряжений $u_{т1}—u_{т3}$ тиристоров $T1—T3$ преобразователя (тиристоры $T4—T6$ включены в противофазе), кривые опорных напряжений $u_{оп1}—u_{оп3}$, управляющие импульсы $u_{п1}—u_{п6}$, поступающие на тиристоры $T1—T6$. Управляющий импульс, поступающий на тиристор $T1$, формируется при переходе опорного напряжения $u_{оп1}$ через нуль из отрицательной области в положительную. При обратном переходе этого напряжения через нуль (когда противофазное ему напряжение $u_{оп4}$ переходит через нуль от минуса к плюсу), формируется управляющий импульс, поступающий на тиристор $T4$, включенный в противофазе с тиристором $T1$. Управляющие импульсы, поступающие на тиристоры $T2$ и $T5$, формируются аналогично при переходах $u_{оп2}$ через нуль, а импульсы, поступающие на тиристоры $T3$ и $T6$, при переходах опорного напряжения $u_{оп3}$ через нуль. Из рис. 9.7, а видно, что моменты формирования управляющих импульсов при $U_y = 0$ соответствуют углам регулирования $\alpha = 90^\circ$ как в группе тиристоров $T1—T3$, так и в группе тиристоров $T4—T6$. Такая фазировка опорных напряжений и анодных напряжений тиристоров обеспечивает линейное согласование групп вентиля преобразователя. Для уменьшения уравнивающего тока в ЭТЗР при $U_y = 0$ можно изменением фазировки обеспечить угол α несколько большим 90° , что соответствует нелинейному согласованию групп вентиля (см. § 5.3). Изменение фазировки, как уже говорилось, можно осуществить изменением фазы напряжения u_{12} за счет использования отпаек во вторичных обмотках трансформатора $Tr2$ (рис. 9.4, а).

На рис. 9.7, б показаны моменты формирования управляющих импульсов при $U_y < 0$. При этом формирование управляющих импульсов происходит при переходах опорных напряжений через прямую U_y . Как видно из рис. 9.7, б, угол регулирования α_1 тиристо-

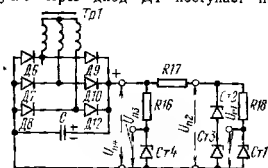


Рис. 9.6.

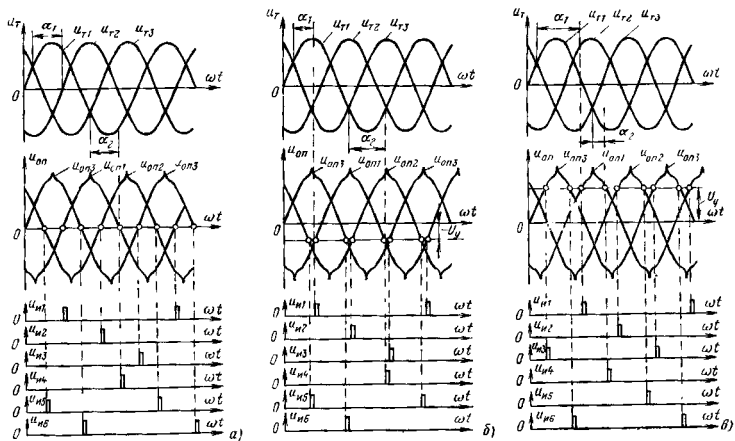


Рис. 97.

ров $T1-T3$ в этом случае становится меньшим 90° , т. е. эта группа тиристоров переводится в выпрямительный режим. Угол регулирования α_2 тиристоров $T4-T6$ становится большим 90° , и эта группа переводится в инверторный режим.

При напряжении $U_T > 0$ (рис. 9.7, в) угол регулирования тиристоров $T1-T3$ становится больше 90° , а тиристоры $T4-T6$, наоборот, меньше 90° , т. е. группы тиристоров меняют режимы работы. Таким образом, изменяя значение и полярность напряжения управления U_T , можно изменять угол регулирования, среднее выпрямленное напряжение преобразователя, а значит, и угловую скорость двигателя в требуемых пределах.

Электроприводы ЭТЗР предназначены для регулирования скорости двигателей в широком диапазоне и обеспечивают достаточно

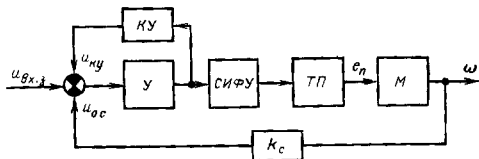


Рис. 9.8.

жесткие механические характеристики. Так, при номинальной скорости и изменении момента нагрузки от $0,1 M_n$ до $1,0 M_n$ отклонение скорости не превышает $\pm 0,5\%$ скорости, установленной при моменте, равном $0,5 M_n$. Требуемые механические характеристики получены за счет применения отрицательной обратной связи по скорости. Структурная схема электропривода приведена на рис. 9.8. Для формирования требуемого характера переходных процессов применено корректирующее устройство КУ. Кроме того, в ЭТЗР для улучшения переходных процессов предусмотрена возможность подачи на вход усилителя У сигнала, пропорционального производной скорости двигателя, т. е. наряду с жесткой отрицательной обратной связью по скорости и может быть использована гибкая отрицательная связь по скорости. Предусмотрена в ЭТЗР также система упреждающего токоограничения (см. § 6.5), которая на структурной схеме на рис. 9.8 не показана.

9.3. КОМПЛЕКТНОЕ ТИРИСТОРНОЕ УСТРОЙСТВО КТУ

Комплектные тиристорные устройства КТУ предназначены для управления двигателями постоянного тока. Они могут также использоваться для питания обмоток возбуждения электрических машин и цеховых сетей постоянного тока. Предназначенные для управления двигателями постоянного тока КТУ включают в себя тиристорный преобразователь с трансформатором или токоограничивающим реактором, сглаживающий реактор и систему регулирования. Изготавливаются КТУ на номинальные токи 50, 100, 200, 320,

500 и 1000 А, на напряжения 230, 345, 460 В и рассчитаны на длительный режим работы. Допускается работа в повторно-кратковременном режиме. При этом среднеквадратичный ток не должен превышать номинального при времени усреднения 10 мин. Внутри цикла продолжительность протекания тока перегрузки не должна превышать 20 с. Охлаждение тиристорных преобразователей на 50 и 100 А воздушное естественное. У преобразователей на большие токи применяется принудительное воздушное охлаждение с помощью индивидуального вентилятора, установленного в силовом шкафу.

Тиристорные преобразователи КТУ выполняются как непереворачиваемыми, так и реверсивными. Схема выпрямления — трехфазная мостовая. Реверсивные преобразователи состоят из двух групп вентилях, включенных по встречно-параллельной схеме. Реверсивные КТУ могут быть с отдельным управлением группами и с совместным управлением. При совместном управлении предусмотрено автоматическое регулирование уравнивающего тока, среднее значение которого не превышает 10% номинального выпрямленного тока.

Питание силовых цепей КТУ осуществляется от трехфазной сети переменного тока 380 В, 6 или 10 кВ. При питании от сети 380 В в КТУ устанавливают автомат на вводе для подключения трансформатора или токоограничивающих реакторов. При питании от сети 6 или 10 кВ предусмотрено высоковольтное вводное устройство.

Для регулирования угла открывания тиристоров применена СИФУ с вертикальным принципом управления. В качестве опорного напряжения используется пилообразное напряжение. Схема СИФУ и принцип ее работы были подробно рассмотрены в § 3.4.

В КТУ предусмотрен комплект электрооборудования, обеспечивающий выполнение всех режимов работы автоматизированного электропривода: пуска, торможения, реверса, регулирования скорости в широких пределах и стабилизации скорости.

Для обеспечения необходимых статических и динамических характеристик электропривода в КТУ применяется система регулирования, построенная на элементах унифицированной блочной системы регуляторов (УБСР). На базе элементов УБСР, поставляемых в КТУ, могут быть выполнены различные системы регулирования.

На рис. 9.9 приведена принципиальная схема системы регулирования скорости двигателя. Система выполнена с последовательной коррекцией и подчиненным регулированием тока (см. § 6.5). На вход регулятора тока *РТ* поступают два сигнала: задающий $u_{a.т}$ и отрицательной обратной связи по току $u_{o.т}$. Задающий сигнал, который определяет значение тока, подается с выхода регулятора скорости *РС* через резистор *R1*. Сигнал, пропорциональный току якоря двигателя, подается с датчика тока *ДТ* через резистор *R2*. Датчик тока *ДТ* усиливает сигнал, снимаемый с шунта *Ш*, и осуществляет гальваническую развязку цепей регулятора и силовой цепи. Выходное напряжение регулятора тока *РТ* подается на входы СИФУ тиристорного преобразователя *ТП*.

Регулятор тока выполнен на базе операционного усилителя УИТ-3 и представляет собой пропорционально-интегрирующее звено. Передаточная функция и параметры *РТ* выбираются так, чтобы контур тока обеспечивал требуемый характер протекания переходного процесса при изменении задающего сигнала на входе *РТ*. Если сигнал подан скачком, ток в двигателе будет нарастать до задан-

ного значения за время около 0,04 с с перерегулированием меньше 5% величины, соответствующей заданному значению тока.

Контур тока является внутренним, а внешним является контур частоты. На вход регулятора скорости PC через резистор $R5$ подаются задающий сигнал $u_{з.с.}$, снимаемый с выхода задатчика интенсивности $ЗИ$, и сигнал $u_{о.с.}$ отрицательной обратной связи скорости двигателя. Сигнал, пропорциональный скорости, снимается с тахогенератора $ТГ$ и подается на вход PC через резистор $R6$.

Передаточная функция и параметры PC выбираются в зависимости от требований к электроприводу. Регулятор скорости может представлять собой: пропорциональное звено, когда в обратной связи операционного усилителя, на котором реализован регулятор

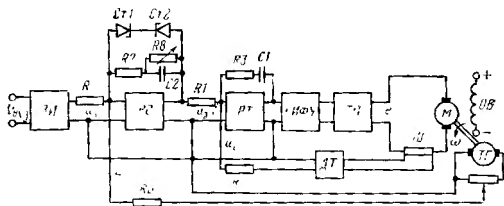


Рис. 9.9.

скорости, включены только резисторы $R7$ и $R8$; пропорционально-интегральное звено, когда в обратной связи операционного усилителя последовательно включены $R7$ и $C2$, а резистор $R8$ отсутствует.

Применение ПИ-регулятора позволяет также получить механические характеристики двигателя с заданным наклоном к оси моментов, т. е. с заданной жесткостью. Для этого в регуляторе применяют шунтирование конденсатора $C2$ резистором $R8$. Если сопротивление резистора $R8=0$, то PC будет пропорциональным, а система регулирования — статической. При $R8=\infty$, т. е. когда отсутствует резистор $R8$, система — астатическая. При значениях $0 < R8 < \infty$ система регулирования скорости будет обеспечивать промежуточные механические характеристики. При изменении задающего сигнала $u_{з.с.}$ скачком скорость быстро нарастает до заданного значения при небольшом перерегулировании. Быстродействие контура скорости позволяет формировать желаемый переходный процесс за счет изменения сигнала $u_{з.с.}$ во времени. Задающий сигнал на регулятор скорости в КТУ подается с задатчиком интенсивности $ЗИ$, который и устанавливает необходимый темп ускорения и замедления двигателя. Сигнал $U_{вх з.}$, определяющий уровень скорости, подается на $ЗИ$ от контактного или бесконтактного командоаппарата (например, от описанного в § 6.3). Максимальное значение напряжения на выходе регулятора скорости ограничивается стабилитронами $Cr1$ и $Cr2$. Это в свою очередь ограничивает задание на ток, а значит, и максимально возможный ток двигателя.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Алексеева Н. Н., Андреев Г. И., Морговский Ю. Я. Тиристорные регулируемые электроприводы постоянного тока. — М.: Энергия, 1970. — 136 с.
2. Барский В. А. Раздельное управление реверсивными тиристорными преобразователями. — М.: Энергия, 1973. — 112 с.
3. Быков Е. И. Силовые кремниевые выпрямители. — М.-Л.: Энергия, 1966. — 96 с.
4. Глух Е. М., Зеленев В. Е. Защита полупроводниковых преобразователей. — М.: Энергия, 1970. — 152 с.
5. Данишевская Е. Ю. Тиристорные реверсивные электроприводы постоянного тока. — М.: Энергия, 1970. — 97 с.
6. Козин В. М., Марченко Я. Е. Управляющие устройства тиристорных преобразователей для электроприводов постоянного тока. — М.: Энергия, 1971. — 104 с.
7. Мощные управляемые выпрямители для электроприводов постоянного тока/Э. М. Антер, Г. Г. Жемеров. И. И. Левитан, А. Г. Элькин. — М.: Энергия, 1975. — 208 с.
8. Преображенский В. И., Зимин Е. Н. Силовые кремниевые вентили. — М.: Энергия, 1971. — 80 с.
9. Преображенский В. И. Полупроводниковые выпрямители. — М.: Энергия, 1976. — 120 с.
10. Ситник Н. Х., Шурупов Г. Н. Силовые кремниевые вентиляционные блоки. — М.: Энергия, 1972. — 224 с.
11. Справочник по проектированию электропривода, силовых и осветительных установок. — М.: Энергия, 1974. — 728 с.
12. Тиристорный электропривод постоянного тока/Я. Ю. Солодухо, Р. Э. Белявский, С. Н. Плеханов и др. — М.: Энергия, 1971. — 104 с.
13. Тиристорные электроприводы с реверсорами/Я. Ю. Солодухо, А. П. Богословский, С. Н. Плеханов, А. Х. Шоруков. — М.: Энергия, 1977. — 112 с.
14. Чебовский О. Г., Моисеев Л. Г., Сахаров Ю. В. Силовые полупроводниковые приборы. — М.: Энергия, 1975. — 512 с.
15. Управление вентиляционными электроприводами постоянного тока/Е. Д. Лебедев, В. Е. Неймарк, М. Я. Пистрак, О. В. Слежановский. — М.: Энергия, 1970. — 200 с.
16. Зимин Е. Н., Чувашов И. И. Автоматизированный электропривод и электрооборудование промышленных механизмов. — В кн.: Электрооборудование промышленных предприятий. — М.: Стройиздат, 1977. — 431 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Глава первая. Полупроводниковые вентили преобразователей	4
1.1. Общие сведения	4
1.2. Характеристики вентиляей	8
1.3. Параллельное и последовательное соединение вентиляей	13
1.4. Охлаждение вентиляей	20
Глава вторая. Силовые схемы и режимы работы вентильных преобразователей	25
2.1. Общие сведения	25
2.2. Однофазные схемы выпрямления	28
2.3. Трехфазная нулевая схема выпрямления	37
2.4. Трехфазная мостовая схема выпрямления	40
2.5. Коммутация тока в вентильном преобразователе	42
2.6. Энергетические показатели силовых схем	44
Глава третья. Системы управления тиристорами	47
3.1. Общие сведения	47
3.2. Требования к системам управления	50
3.3. Элементы систем импульсно-фазового управления	52
3.4. Пример выполнения системы импульсно-фазового управления	64
Глава четвертая. Электроприводы с неререверсивными вентильными преобразователями	67
4.1. Общие положения	67
4.2. Электроприводы с питанием якоря двигателя от неререверсивного вентильного преобразователя	69
4.3. Электропривод с питанием обмотки возбуждения двигателя от неререверсивного вентильного преобразователя	77
Глава пятая. Электроприводы с реверсивными вентильными преобразователями	80
5.1. Реверсивные вентильные преобразователи	80
5.2. Уравнительные токи в реверсивных вентильных преобразователях	84
5.3. Совместное управление группами вентильного преобразователя	96
5.4. Раздельное управление группами вентильного преобразователя	102
5.5. Электроприводы с питанием якоря двигателя от реверсивного вентильного преобразователя	105

Глава шестая. Автоматические системы регулирования вентильных электроприводов	113
6.1. Общие сведения	113
6.2. Элементы автоматических систем регулирования	119
6.3. Типовые динамические звенья	129
6.4. Способы получения желаемых механических характеристик	141
6.5. Способы формирования переходных процессов	152
Глава седьмая. Выбор силовых элементов вентильного преобразователя	168
7.1. Выбор вентиля	168
7.2. Выбор трансформаторов и токоограничивающих реакторов	172
7.3. Выбор сглаживающих и уравнивающих реакторов	173
Глава восьмая. Защита вентильных электроприводов	175
8.1. Общие сведения	175
8.2. Защита вентильных преобразователей от перегрузок по току и переапряжений	178
Глава девятая. Примеры схем промышленных тиристорных электроприводов	181
9.1. Общие замечания	181
9.2. Комплектные электроприводы серии ЭТЗР	181
9.3. Комплектное тиристорное устройство КТУ	187
Список литературы	190

ЕВГЕНИЙ НИКОЛАЕВИЧ ЗИМИН,
ВЛАДИМИР ЛЕОНИДОВИЧ КАЦЕВИЧ,
СЕРГЕЙ КАРТЕРЬЕВИЧ КОЗЫРЕВ

ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

Редактор Б. И. Решмин
Редактор издательства Т. В. Жукова
Обложка художника В. Д. Козловой
Технический редактор В. В. Хапаева
Корректор И. А. Володьева
ИБ № 357 (Энергия)

Сдано в набор 11.12.80. Подписано в печать 09.03.81. Т-05819. Формат 84X108¹/₃₂. Бумага типографская № 2. Гарн. шрифта литературная. Печать высокая. Усл. печ. л. 10,08. Уч.-изд. л. 10,15. Тираж 15 000 экз. Заказ № 589. Цена 50 к.

Энергониздат, 118114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Владимирская типография «Союзполиграфпрома» при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
600000, г. Владимир, Октябрьский проспект, д. 7